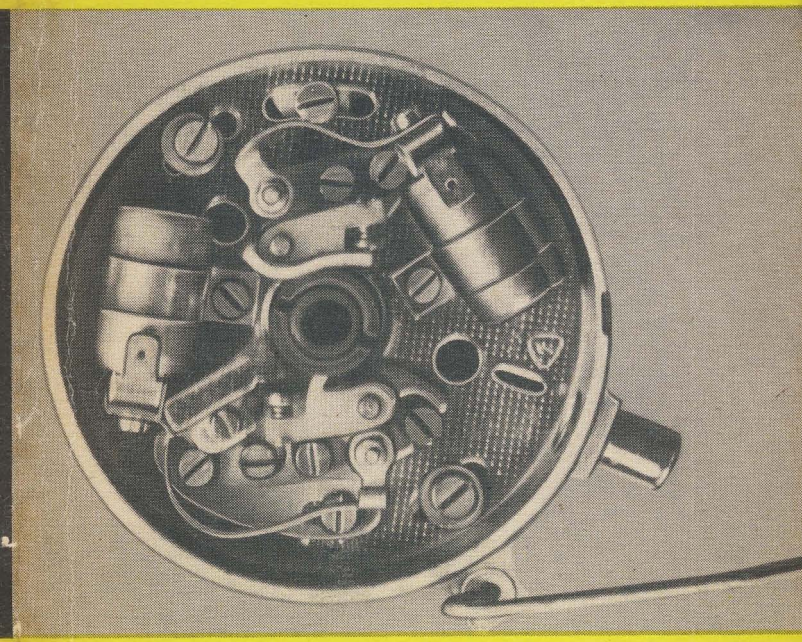
amateurreihe

electronica



Michael Rentzsch

216

Kfz — Elektronik

electronica · Band 216

MICHAEL RENTZSCH

Kfz-Elektronik

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1984
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) - Berlin, 1984
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Norbert Angelski
Fotos: Kaue
Typografie: Martina Schwarz
Redaktionsschluß: 15. Oktober 1983
LSV 3539
Bestellnummer: 746 621 1
00190

Inhaltsverzeichnis

1.	**Elektronische Zündanlagen**	5
1.1.	Grundlagen	5
1.1.1.	Die Zündanlage des *Otto*-Motors	5
1.2.	Einfluß von Zylinderanzahl und Arbeitsverfahren auf die konstruktive Ausführung von Zündanlagen	8
1.2.1.	Die Zündanlage des Mehrzylinder-Zweitaktmotors	8
1.2.2.	Die Zündanlage des Mehrzylinder-Viertaktmotors	12
1.3.	Die elektronische Zündanlage	13
1.4.	Prinzipielle Realisierungsmöglichkeiten für elektronische Zündanlagen	15
1.4.1.	Ansteuerung der Zündanlage	15
1.4.1.1.	Ansteuerung mit Unterbrecherkontakt	15
1.4.1.2.	Optoelektronische Geber (Lichtschranken)	16
1.4.1.3.	Induktiv arbeitende Geber	17
1.4.1.4.	Gebersysteme auf der Basis des *Hall*-Effekts	20
1.4.1.5.	Einsatz von Feldplatten	21
1.4.1.6.	Variantenauswahl	21
1.4.2.	Grundsätzliche Hinweise zum Aufbau der Steuerelektronik von Zündanlagen	22
1.4.3.	Leistungselektronik	25
1.4.3.1.	Transistorspulenzündung (TSZ)	25
1.4.3.2.	Hochspannungskondensatorzündung (HKZ)	27
1.5.	Schaltungsbeispiele elektronischer Zündanlagen	28
1.5.1.	Kontaktgesteuerte Transistorzündanlage	29
1.5.2.	Transistorzündanlage mit kontaktloser Steuerung	35
1.5.2.1.	Allgemeines zur konstruktiven Ausführung optoelektronischer Geber	38
1.6.	Elektronische Zündanlagen mit Zweipunktumschaltung des Zündwinkels für den *Trabant 601*	41
1.6.1.	Optoelektronisches Gebersystem	41
1.6.2.	Umschaltung des Zündwinkels durch die Zündschalterstellung	46
1.6.2.1.	Funktionskontrolle der Schaltungen nach Bild 1.29 und Bild 1.30	49

1.6.3. Umschaltung des Zündwinkels in Abhängigkeit von der Drosselklappenstellung 51
1.7. Kontinuierliche Verstellung des Zündwinkels in Abhängigkeit vom Betriebszustand des Motors . 55
1.7.1. Drehzahlabhängige Verstellung 58
1.7.1.1. Probleme der Stromversorgung von TTL-Schaltkreisen am 6-V-Bordnetz 64
1.7.2. Drehzahl- und lastabhängige Verstellung 65
1.7.2.1. Verknüpfungslogik 68
1.7.2.2. Verstelleinheit 69
1.7.2.3. Stromversorgung von Operationsverstärkern am Kfz-Bordnetz 72
1.7.3. Funktionsgenerator zur Simulation des optoelektronischen Gebersystems nach Bild 1.25 72

2. Elektronische Schubabschaltung 78
2.1. Praktische Ausführung der elektronischen Schubabschaltung für Viertaktmotoren 79
2.2. Anwendung der elektronischen Schubabschaltung bei Zweitaktmotoren 86
2.2.1. Anbau von Schnellstopdüse und Drosselklappenschließeinrichtung an den Vergaser *28 HB 3* . . . 91
2.2.2. Beseitigung des „Schieberuckelns“ ohne Abschaltung des Leerlaufkraftstoffs 96

3. Meß- und Überwachungsschaltungen 100
3.1. Elektronische Drehzahlmesser 100
3.1.1. Drehzahlmesser mit Drehspulmeßwerk 100
3.1.2. Drehzahlmesser mit Leuchtbandanzeige 102
3.1.3. Drehzahlmesser mit A/D-Umsetzer *C 520 D* . . . 104
3.1.4. Digital arbeitender Drehzahlmesser 104
3.2. Überwachung des Bordnetzes 108
3.2.1. Anzeige von Bordspannungsabweichungen . . . 108
3.2.2. Überwachung des Ladestroms 109

Literatur 111

1. Elektronische Zündanlagen

1.1. Grundlagen

1.1.1. Die Zündanlage des *Otto*-Motors

Die Beschäftigung mit Problemen der Kraftfahrzeugelektronik setzt einige Grundkenntnisse auf kraftfahrzeugtechnischem Gebiet voraus. Speziell beim Aufbau elektronischer Zündanlagen sollte das beachtet werden, damit nicht anstatt der gewünschten Effekte häufige Ausfälle der aufgebauten Anlagen oder gar Motorschäden auftreten. Zumindest sollte die Funktion der Batteriezündanlage, so wie sie heute fast ausnahmslos in PKWs eingesetzt wird, bekannt sein, bevor mit entsprechenden Arbeiten begonnen wird. Die im folgenden stets mit dem Begriff *konventionelle Zündanlage* bezeichnete Anordnung besteht im einfachsten Fall – dem Einzylinder-Zweitaktmotor – aus den Teilen Nocken, Unterbrecherkontakt, Zündspule, Kondensator und Zündkerze. Bild 1.1 zeigt schematisch die mechanisch bewegten Teile der Anlage. Der direkt mit der Kurbelwelle des Motors verbundene Nocken öffnet bzw. schließt in Abhängigkeit von der Stellung der Kurbelwelle den Unterbrecherkontakt. Im Moment, da der Unterbrecherkontakt öffnet, wird der Zündvorgang ausgelöst (Bild 1.2).
Bei geschlossenem Unterbrecherkontakt fließt ein veränderlicher Strom über die Primärwicklung der Zündspule, in der ein magnetisches Feld aufgebaut und somit magnetische Energie gespeichert wird. Öffnet der Unterbrecherkontakt, so bricht dieses Magnet-

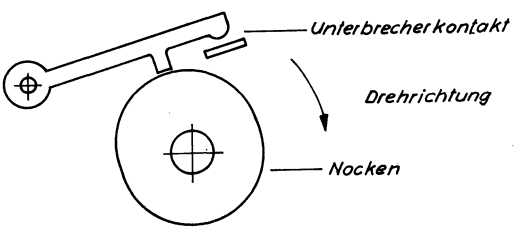


Bild 1.1 Prinzipieller Aufbau einer Unterbrecheranlage

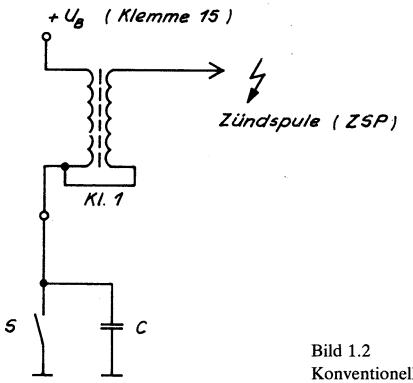


Bild 1.2
Konventionelle Spulenzündanlage

feld zusammen. Die gespeicherte magnetische Energie wird auf den Sekundärkreis übertragen und in elektrische Energie umgewandelt. Die Spannung an der Sekundärwicklung – und damit an der Zündkerze – steigt sehr schnell auf mehrere tausend Volt an, wodurch es zum Funkenüberschlag an den Kerzenelektroden kommt.

Beim Zusammenbrechen des Magnetfelds im Zündmoment findet im Primärkreis ein Stromrichtungswechsel statt. Der Kondensator parallel zum Unterbrecherkontakt bewirkt einerseits, daß dieser Stromrichtungswechsel möglichst schnell geschieht. Andererseits soll durch den Kondensator der Öffnungsfunke am Unterbrecherkontakt unterdrückt werden, der die Kontaktflächen leitend überbrückt und das geforderte schnelle Anwachsen der Sekundärspannung im Zündmoment behindert.

Bei laufendem Motor wiederholen sich die beschriebenen Vorgänge periodisch mit der Kurbelfrequenz. In Bild 1.3 ist das auf diese Weise entstehende typische Oszillogramm des Spannungsverlaufs am Unterbrecherkontakt bzw. an Klemme 1 der Zündspule wiedergegeben.

In Bild 1.4 sind die Verhältnisse an der Zündanlage eines Einzylinder-Zweitaktmotors in bezug auf die Winkelstellung der Kurbelwelle bzw. auf die Kolbenstellung dargestellt. Dabei erfolgt die Zündung (Öffnen des Unterbrecherkontakts) beim Zündwinkel α_z, der stets auf den oberen Totpunkt (OT) des Kolbens bezogen wird. Häufig gibt man dafür auch den Kolbenweg in „mm vor OT"

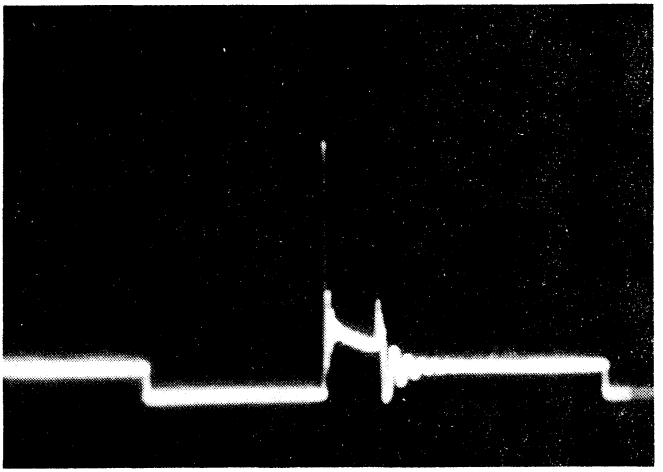


Bild 1.3 Spannungsverlauf an der Primärseite der Zündspule

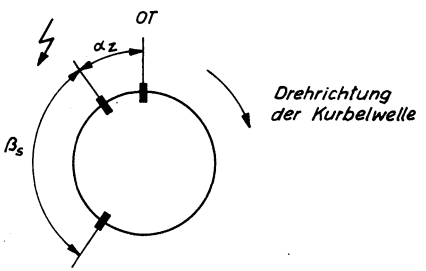


Bild 1.4 Zusammenhang zwischen Zündwinkel, Schließwinkel und Kolbenstellung am Beispiel der Zündanlage eines Einzylinder-Zweitaktmotors

als Maß für die Einstellung der Zündung an, da sich die Einstellung bzw. Überprüfung des entsprechenden Weges einfach vornehmen läßt, z. B. mit einer Meßuhr, die an Stelle der Zündkerze eingeschraubt wird. Damit beim Öffnen des Unterbrecherkontakts ein Zündfunke ausgelöst werden kann, muß vorher in bereits beschriebener Weise magnetische Energie in der Zündspule gespeichert sein, d. h., der Unterbrecherkontakt muß in der Phase β_s geschlossen sein. Die notwendige Aufladezeit ist im wesentlichen konstant

und hängt von der angelegten Spannung, vom Widerstand des Primärkreises und von der Induktivität der Zündspule ab [1].
Die Forderung nach einer konstanten Schließzeit des Unterbrecherkontakts kann von der konventionellen Zündanlage aus konstruktiven Gründen nicht erfüllt werden. Als Kompromiß stellt man einen konstanten Schließwinkel β_s ein, der durch die Nockengeometrie bestimmt wird. Für die Einschaltdauer der Zündspule bzw. Schließdauer des Unterbrecherkontakts gilt dann:

$$t_s = \frac{\beta_s}{360° \, f_{KW}};$$

f_{KW} – Kurbelfrequenz.
Aus dieser Gleichung ist ersichtlich, daß die Schließdauer mit steigender Kurbelfrequenz (also der Motordrehzahl) abnimmt. Der von der Nockengeometrie und dem Unterbrecherabstand bestimmte Schließwinkel muß daher so gewählt werden, daß die Schließdauer bei Höchstdrehzahl des Motors noch ausreichend für die Aufladung der Zündspule ist.
Beispielsweise wird in [2] für die Zündanlage des *P 601* ein Schließwinkel von
127°±5°KW
(KW – Kurbelwinkel)
als Einstellwert angegeben.

1.2. Einfluß von Zylinderanzahl und Arbeitsverfahren auf die konstruktive Ausführung von Zündanlagen

Bisher wurde die Zündanlage aus Gründen der Übersichtlichkeit für einen Einzylinder-Zweitaktmotor beschrieben. Etwas komplizierter liegen die Verhältnisse, wenn Mehrzylindermotoren betrachtet werden, wie sie bei allen in der DDR bekannten PKWs und Nutzfahrzeugen mit *Otto*-Motor zum Einsatz kommen. Hier ist zunächst die Unterscheidung nach dem Arbeitsverfahren (Zweitakt, Viertakt) sinnvoll.

1.2.1. Die Zündanlage des Mehrzylinder-Zweitaktmotors

Die in der DDR produzierten PKWs *Trabant 601* und *Wartburg 353* arbeiten mit einem verteilerlosen Zündsystem, d. h., jedem

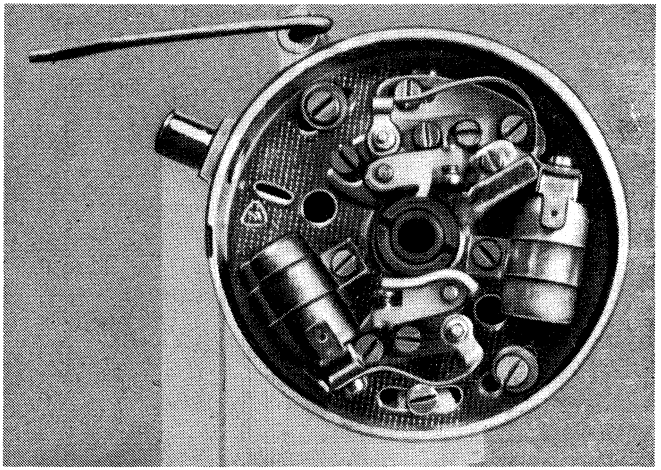


Bild 1.5 Unterbrecheranlage eines Zweizylinder-Zweitaktmotors *(P 601)*

Zylinder ist eine Zündanlage nach Bild 1.2 zugeordnet, Es existieren demnach beim Zweizylindermotor des *P 601* 2 Unterbrecherkontakte, die zu einer sogenannten Unterbrecheranlage zusammengefaßt sind (Bild 1.5).

Das Unterbrechergehäuse ist mit dem Motorblock verschraubt. Die Unterbrechergrundplatte kann zur Zündeinstellung gegenüber dem Unterbrechergehäuse verdreht werden, wenn die Befestigungsschrauben sowie die Arretierungsschraube gelöst sind. Um die Einstellung des Zündwinkels für jeden Zylinder durchführen zu können, ist der Unterbrecherkontakt von Zylinder 2 wiederum gegenüber der Unterbrechergrundplatte verschiebbar. Weiterhin sind für beide Unterbrecherkontakte Exzenterschrauben für die Einstellung des Kontaktabstands vorgesehen. Der Nocken ist bei der Unterbrecheranlage des *P 601* nicht starr mit der Kurbelwelle verbunden, sondern mit einem Fliehkraftversteller versehen, der den Nocken in Abhängigkeit von der Motordrehzahl gegenüber der Kurbelwelle verdreht. Damit wird der Zündwinkel in Richtung „spät" verstellt, wenn die Drehzahl unter etwa 1500 U/min absinkt. Der Fliehkraftversteller hat hauptsächlich die Aufgabe, den Zündwinkel während des Anlassens nahe an den oberen Totpunkt zu verlagern, um das Anspringen des Motors zu erleich-

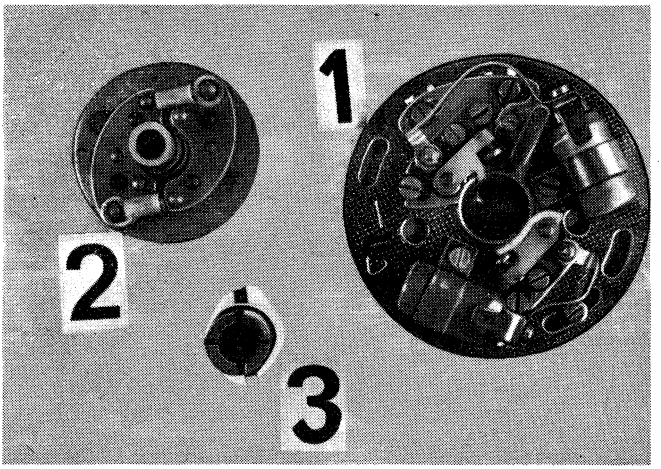


Bild 1.6 Einzelteile der Unterbrecheranlage des Motors *P 65 (Trabant)*;
1 – Unterbrechergrundplatte, 2 – Fliehkraftversteller, 3 – Nocken

tern. Weiterhin bewirkt die mit dem Fliehkraftversteller erreichte Spätzündung im Leerlauf einen relativ „weichen" Motorlauf. Oberhalb 1500 U/min ist die volle Auslenkung der Fliehmassen bereits erreicht, und der Fliehkraftversteller übt bei weiterer Drehzahlerhöhung keinen Einfluß auf den Zündwinkel aus. Bild 1.6 zeigt die Einzelteile der Unterbrecheranlage des *P 601*. Wichtig für den Einsatz elektronischer Gebersysteme ist, daß Nocken und Fliehkraftversteller konstruktiv zu einer Baugruppe zusammengefaßt sind, die mit einer Schraube auf der Kurbelwelle des Motors befestigt ist. Ein Austausch dieser Baugruppe gegen die Sektorscheibe eines optoelektronischen Gebersystems bereitet deshalb keine Probleme.

Die Unterbrecheranlage des *Wartburg P 353* hat entsprechend der Zylinderanzahl des Motors 3 Unterbrecherkontakte, von denen 2 gegenüber der Unterbrechergrundplatte verschiebbar sind, wenn die entsprechenden Befestigungsschrauben gelöst werden. Das Verdrehen der Unterbrechergrundplatte ist in analoger Weise zum *P 601* möglich.

Ein Fliehkraftversteller für den Zündwinkel existiert nicht. Vorteilhaft für die Stabilität ist die Eigenlagerung des Nockens entsprechend Bild 1.7.

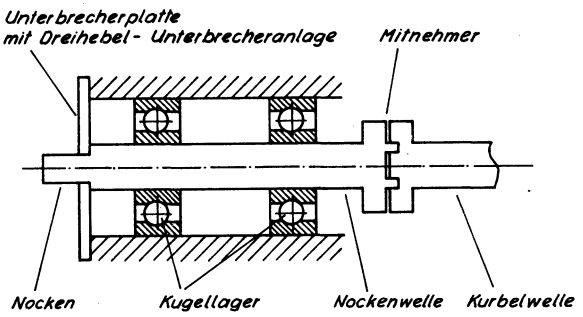


Bild 1.7 Eigenlagerung des Nockens beim *P 353*-Motor (schematisch)

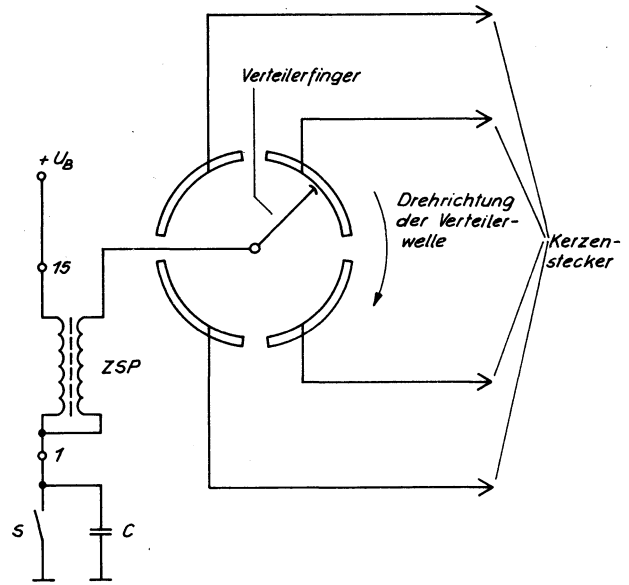


Bild 1.8 Zündanlage eines Vierzylinder-Viertaktmotors

Die Verbindung zur Kurbelwelle wird durch einen *Miramid*-Mitnehmer hergestellt. Durch die Eigenlagerung des Nockens mit 2 Kugellagern erreicht man, daß ein Lagerspiel der Kurbelwelle nicht zu unkontrollierbaren Veränderungen des Zündwinkels im Fahrbetrieb führt. Aus Bild 1.7 ist aber auch ersichtlich, daß ein Austausch der Sektorscheibe gegen den Nocken nicht in ähnlich einfacher Weise, wie beim *P 601* beschrieben, vorgenommen werden kann.

1.2.2. Die Zündanlage des Mehrzylinder-Viertaktmotors

Im Gegensatz zu den beschriebenen Zündanlagen von Zweitaktmotoren ist die Zündanlage bei Viertaktmotoren etwas anders aufgebaut. Die Verhältnisse werden am Beispiel eines Vierzylindermotors erläutert, da nahezu alle in der DDR erhältlichen Viertakt-PKWs mit diesem Motor ausgerüstet sind.
Bild 1.8 zeigt die Zündanlage in ihrem elektrischen Aufbau. Wie beim Einzylinder-Zweitaktmotor existieren nur eine Zündspule, ein Unterbrecherkontakt und ein Kondensator. Die Zündkerzen werden nacheinander – entsprechend der Zündfolge des Motors – durch den sogenannten Zündverteiler mit der Zündspule verbunden.
Der Nocken ist vierhöckrig, d. h., je Nockenumdrehung öffnet und schließt der Unterbrecherkontakt 4mal. Im Öffnungsmoment des Unterbrecherkontakts erfolgt der Funkenüberschlag an der Zündkerze. Der Zündverteiler besteht aus dem rotierenden Verteilerfinger und 4 Kontaktflächen, von denen jeweils ein Zündkabel zur Zündkerze eines Zylinders führt. Je Umdrehung der Verteilerwelle, die auch den Nocken für die Unterbrecherbetätigung trägt, erhält demnach jede Kerze 1mal Zündspannung. Da beim Viertaktmotor an einem Zylinder nur nach jeder 2. Umdrehung eine Zündung erfolgen darf, muß sich die Verteilerwelle mit halber Motordrehzahl drehen, was durch eine entsprechende Untersetzung erreicht wird. Konstruktiv bilden Unterbrecherkontakt und Zündverteiler eine Einheit, die im Verteilergehäuse untergebracht ist. Außer den beschriebenen Teilen bzw. Baugruppen haben Viertaktmotoren ausnahmslos Verstelleinrichtungen für den Zündwinkel. Meist kommt eine drehzahlabhängige Verstellung (Fliehkraftversteller) in Verbindung mit einer vom Unterdruck im Ansaugka-

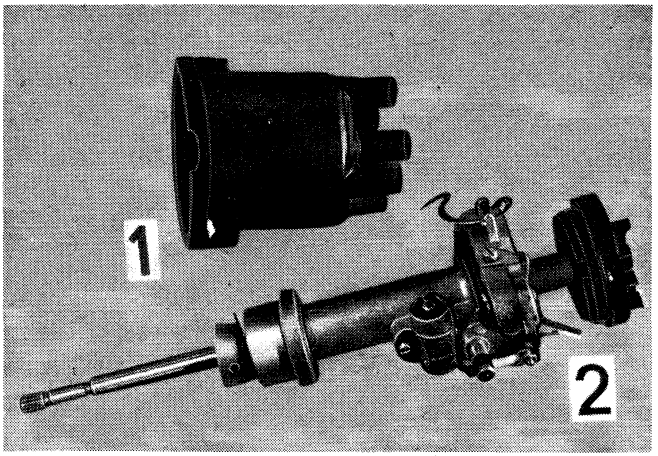


Bild 1.9 Zündverteiler eines Vierzylinder-Viertaktmotors *(WAS 2101)*; 1 – Verteilerkappe, 2 – Verteiler

nal abhängigen sogenannten lastabhängigen Verstellung zum Einsatz.
Als praktisches Beispiel einer derartigen Zündanlage zeigt Bild 1.9 den Zündverteiler des *LADA 2101.*
Günstig für die Realisierung elektronischer Zündanlagen ist, daß bei Viertaktmotoren nur eine Zündspule geschaltet werden muß. Damit bleibt der Aufwand gegenüber elektronischen Zündanlagen für Mehrzylinder-Zweitaktmotoren kleiner.
Da die Verstellung des Zündwinkels bei diesen Motoren auf Grund jahrelanger Weiterentwicklung sehr zuverlässig arbeitet, können die mechanischen Verstelleinheiten auch in kontaktlos arbeitenden elektronischen Zündanlagen weitergenutzt werden. Die Realisierung einer vollelektronisch arbeitenden Zündwinkelverstellung ist ohnehin nur wenigen, auf kfz-technischem Gebiet versierten Elektronikamateuren möglich.

1.3. Die elektronische Zündanlage

Durch den Einsatz elektronischer Bauelemente in der Zündanlage eines *Otto*-Motors sollen die Leistungsparameter der konventio-

nellen Zündanlage verbessert werden. Durch die Anwendung unterschiedlicher Funktionsprinzipien und in Abhängigkeit vom Bauelementeaufwand lassen sich folgende Zielstellungen verfolgen:

- Wartungsfreiheit oder zumindest Verkleinerung des Wartungsaufwands,
- Verringerung des Justieraufwands bei der Einstellung der Zündung,
- Vergrößerung der Funkenergie,
- Verkleinerung der Nebenschlußempfindlichkeit,
- Optimierung des Zündwinkels in Abhängigkeit vom jeweiligen Betriebszustand des Motors mit dem Ziel der Verbrauchssenkung.

Vor allem zur Frage einer möglichen Kraftstoffverbrauchssenkung durch den Einsatz elektronischer Zündanlagen wurden häufig unzutreffende Behauptungen aufgestellt. Es muß bereits an dieser Stelle darauf hingewiesen werden, daß sich nennenswerte Verbrauchssenkungen mit elektronischen Zündanlagen nur erzielen lassen, wenn man gleichzeitig motorische Veränderungen vornimmt. Vor allem durch eine Erhöhung des Verdichtungsverhältnisses und eine andere Vergasereinstellung können sich in Verbindung mit einer elektronischen Zündwinkeloptimierung Vorteile ergeben. Derartige Eingriffe in den Motor sind allerdings nur wenigen Fachleuten vorbehalten, in den meisten Fällen sogar nur vom Motorenhersteller zu realisieren.

Die mit elektronischen Zündanlagen am Serienmotor erreichbare Kraftstoffeinsparung ist auf folgende Faktoren zurückzuführen:

- Langzeitkonstanz des Zündwinkels
  Die Auswirkung auf den Kraftstoffverbrauch ist nicht als Verbrauchsreduzierung im eigentlichen Sinne zu bezeichnen, vielmehr handelt es sich hier um eine Verhinderung des Mehrverbrauchs infolge einer verschleißbedingt fehlerhaften Einstellung der konventionellen Zündanlage.
- Vergrößerung der Funkenergie
  Eine Verbrauchsreduzierung stellt sich in der Warmfahrphase ein. Sie resultiert aus der Tatsache, daß die Zahl der Zündaussetzer in dieser Phase verringert wird.
  Der Motor nimmt demnach „williger" Gas an, und die Dauer der Benutzung des Chokes bzw. Startvergasers kann nach dem Startvorgang auf ein Mindestmaß reduziert werden.

- Optimierung des Zündwinkels
  Der Zündwinkel ist beim Zweitaktmotor im allgemeinen konstant. Dagegen verstellt sich bei Viertaktmotoren stets der Zündwinkel in Abhängigkeit von der Motordrehzahl und der Belastung des Motors. (In wenigen Fällen wird auch nur einer der genannten Parameter zur Verstellung des Zündwinkels genutzt.) Wird eine Optimierung des Zündwinkels auch beim Zweitaktmotor vorgenommen, so hat das eine Verringerung des Kraftstoffverbrauchs zur Folge. Die Größenordnung liegt jedoch nur im Bereich weniger Prozent.

1.4. Prinzipielle Realisierungsmöglichkeiten für elektronische Zündanlagen

Unabhängig von Detailunterschieden bei den Schaltungen elektronischer Zündanlagen können nach den gewählten Lösungen in den Baugruppen systematisiert werden:
- Ansteuerung,
- Steuerelektronik.
- Leistungselektronik.

Um das Verständnis für die später beschriebenen Schaltungen bzw. Schaltungsteile zu verbessern, sollen die oben definierten Begriffe zunächst näher erläutert werden.

1.4.1. Ansteuerung der Zündanlage

Der Zündvorgang wird beim *Otto*-Motor stets in Abhängigkeit von der Winkelstellung der Kurbelwelle ausgelöst (s. auch Bild 1.4). Die unterschiedlichen physikalischen Wirkprinzipien und die daraus abgeleiteten schaltungstechnischen Lösungen für das Erkennen einer definierten Stellung der Kurbelwelle sollen durch den Begriff
Ansteuerung der Zündanlage zusammengefaßt werden.

1.4.1.1. Ansteuerung mit Unterbrecherkontakt

Die einfachste Form der Ansteuerung besteht in der Beibehaltung des Unterbrecherkontakts (bzw. der Unterbrecherkontakte bei

Mehrzylinder-Zweitaktmotoren). Da der Unterbrecher die Zündspule nicht mehr direkt schaltet, läßt sich der Kontaktabbrand vernachlässigen. Um die Selbstreinigung des Unterbrecherkontakts zu gewährleisten, sollte ein Steuerstrom von mindestens 0,3 A geschaltet werden.
Der Hauptnachteil bei der Ansteuerung einer Zündanlage durch den Unterbrecher besteht darin, daß keine Wartungsfreiheit erreicht wird. Zünd- und Schließwinkel sind immer noch verschleißbedingten Veränderungen unterworfen. Für erste Versuche mit elektronischen Zündanlagen kann diese Form der Ansteuerung trotzdem sinnvoll sein, zumal eine spätere Umstellung auf ein kontaktloses Verfahren möglich ist.

1.4.1.2. Optoelektronische Geber (Lichtschranken)

Der Einsatz optoelektronischer Bauelemente führt zu besonders einfachen und preisgünstigen Gebersystemen. Man benutzt als Lichtsender fast ausnahmslos Infrarotlumineszenzdioden, während für den Lichtempfänger vorzugsweise Fototransistoren eingesetzt werden, deren maximale Empfindlichkeit ebenfalls im Infra-

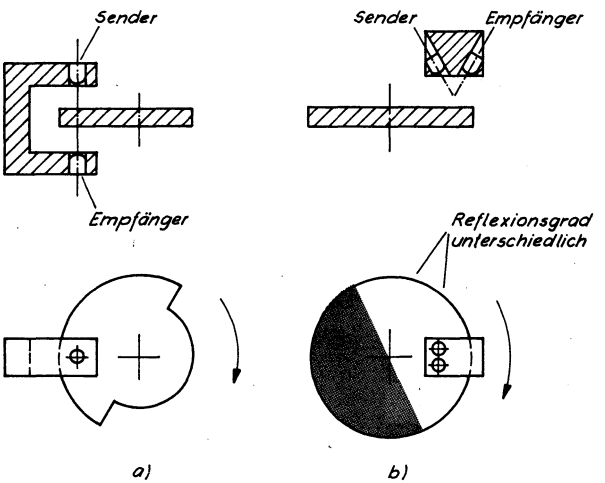


Bild 1.10 Varianten optoelektronischer Geber:
a – Durchlichtverfahren, b – Reflexverfahren

rotbereich liegt. Damit wird die Funktionssicherheit des Gebers bei Fremdlichteinfall gewährleistet. Theoretisch läßt sich sowohl das Reflex- als auch das Durchlichtverfahren anwenden (Bild 1.10).
Durch Versuche konnte festgestellt werden, daß die Anwendung des Reflexverfahrens zwar konstruktiv einfache Lösungen zuläßt, aber in bezug auf Zuverlässigkeit und Konstanz des Zündwinkels zu verwerfen ist. Bereits eine geringe Verschmutzung der Geberscheibe oder eine Veränderung des Abstands zwischen Lichtschranke und Geberscheibe führt zu merklichen Veränderungen des eingestellten Zündwinkels oder zum Ausfall des Gebers. Wesentlich günstiger liegen die Verhältnisse beim Durchlichtverfahren.
Der Unterschied der Lichtstärke zwischen den Zuständen „hell" und „dunkel" auf der Empfängerseite ist wesentlich größer als beim Reflexverfahren. Bei beleuchtetem Empfänger (Fototransistor) arbeitet dieser in der Sättigung, während im nichtbeleuchteten Zustand nur der Dunkelstrom fließt. Daraus resultiert eine große Funktionssicherheit dieses Prinzips.
Verschmutzungserscheinungen, axiale Verschiebungen der Geberscheibe, Änderungen der Lichtstärke des Lichtsenders sowie Fremdlicht beeinflussen die Arbeitsfähigkeit einer Durchlichtschranke nur unwesentlich.
Ein genereller Vorteil optoelektronischer Geber besteht in ihrer statischen Arbeitsweise, d. h., die Amplitude des Ausgangssignals ist im gesamten Drehzahlbereich konstant, und die Einstellung des Zündwinkels kann in gewohnter Weise bei stehendem Motor vorgenommen werden.

1.4.1.3. Induktiv arbeitende Geber

Induktive Geber können nach mindestens 2 Prinzipien arbeiten. Die einfachste Methode besteht darin, die infolge Magnetfeldänderung in einer Spule mit Eisenkern induzierte Spannung auszuwerten. Bild 1.11 zeigt den schematischen Aufbau eines derartigen Gebers.
Die Spule befindet sich dabei auf einem permanentmagnetischen Eisenkern mit U-förmigem Profil. Abgetastet wird eine rotierende Scheibe aus ferromagnetischem Material, die einen schlitzförmi-

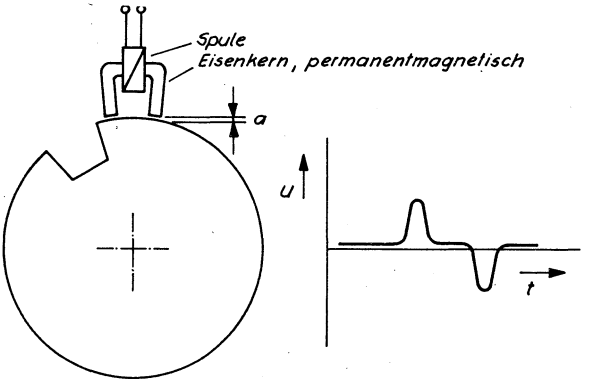


Bild 1.11 Induktiver Geber auf der Basis der Magnetfeldänderung (schematisch)

gen Einschnitt aufweist. Bewegt sich der Schlitz am Spulenkern vorbei, so kommt es zu einer Änderung des Magnetfelds und damit zur Induktion einer Spannung in der Spule. Die Amplitude der induzierten Spannung, deren Kurvenform Bild 1.11 darstellt, ist von der Änderungsgeschwindigkeit des Magnetfelds und damit unmittelbar von der Drehzahl der rotierenden Scheibe abhängig. Daraus folgt auch, daß sich bei der Drehzahl 0 kein Signal an der Spule entnehmen läßt. Für die Anwendung dieses Geberprinzips bei elektronischen Zündanlagen hat diese Tatsache insofern Bedeutung, als daß die gewohnte „statische" Einstellung und Prüfung des Zündwinkels mit Meßuhr nicht möglich ist. Erst ab einer bestimmten Mindestdrehzahl reicht die induzierte Spannung aus, um die nachfolgende Schaltung anzusteuern. Besonders beim Kaltstart wird diese Mindestdrehzahl u. U. nicht erreicht und damit ein Anspringen des Motors unmöglich.
Ein weiterer Nachteil des beschriebenen Geberprinzips besteht darin, daß Veränderungen des Abstands a (Bild 1.11) zwischen Eisenkern und rotierender Scheibe ebenfalls Magnetfeldänderungen zur Folge haben. Die auf diese Weise induzierte Spannung kann zu Fehlschaltungen in der nachfolgenden Auswertelektronik führen. Schließlich muß noch erwähnt werden, daß ein derartiger Geber empfindlich auf starke Magnetfelder in unmittelbarer Nähe reagiert. Störungen durch die Zündspulen, den Anlasser, die Licht-

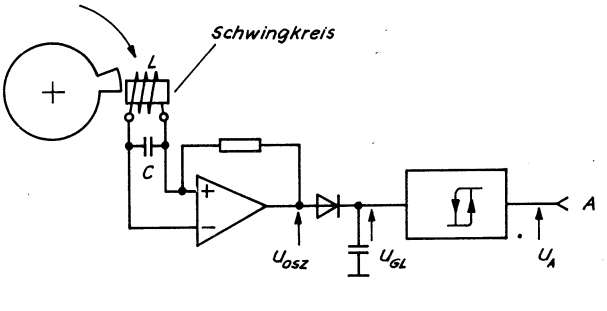


Bild 1.12 Induktiver Geber auf der Basis des Aussetzoszillators (schematisch)

maschine u. a. Verbraucher sind möglich, wenn die Geberspule nicht vollständig abgeschirmt wird.

Ein prinzipiell anderes Verhalten hat der induktive Geber, der nach dem Prinzip des Abreißoszillators arbeitet. Bild 1.12 zeigt eine mögliche Ausführungsform [3].

Die Aufnehmerspule ist dabei Teil eines Schwingkreises. Die Ausgangsspannung des nachfolgenden Verstärkers wird auf seinen Eingang rückgekoppelt, so daß ein Oszillator entsteht. Die Ausgangsspannung des Oszillators wird gleichgerichtet und anschließend durch einen Schwellwertschalter ausgewertet. Nähert man der Spule einen metallischen Gegenstand, so wird der Schwingkreis bedämpft. Bei richtiger Einstellung reicht in diesem Fall die zurückgekoppelte Spannung nicht mehr aus, um die Schwingungen aufrechtzuerhalten. Damit setzt der Oszillator aus, die Spannung am Ausgang des Gleichrichters geht auf 0 zurück, und der Schwellwertschalter schaltet aus. Bild 1.13 zeigt den Spannungszeitverlauf von Oszillatorausgangsspannung, Spannung am Gleichrichter und Ausgangsspannung des Schwellwertschalters.

Besonders hingewiesen werden muß auf die Tatsache, daß zwischen dem Anschwingen des Oszillators und dem Umschalten des Schwellwertschalters eine bestimmte Einschaltverzögerungszeit t_{von} vergeht. Ähnlich liegen die Verhältnisse beim Aussetzen der Schwingungen.

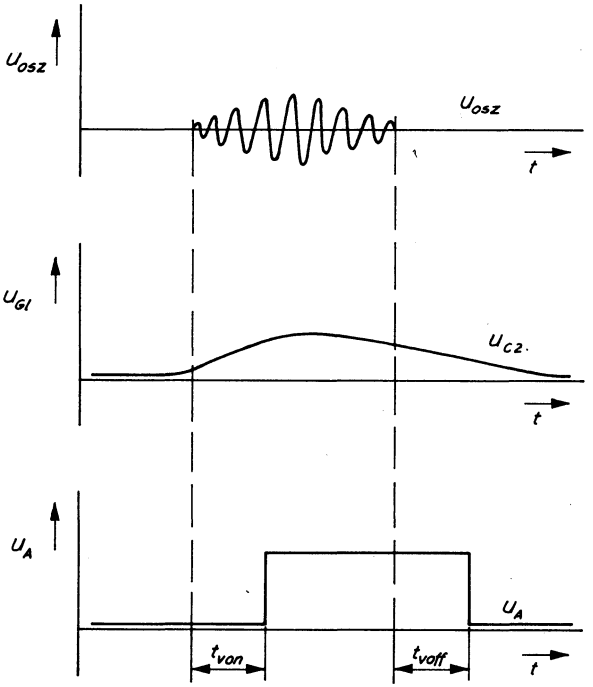


Bild 1.13 Spannungszeitverläufe bei Anwendung des Verfahrens nach Bild 1.12

1.4.1.4. Gebersysteme auf der Basis des *Hall*-Effekts

Dieses Gebersystem ist eine Alternative zum optoelektronischen Geber. Dabei kommt ein sogenanntes *Hall*-Element zum Einsatz, das unter Einwirkung eines Magnetfelds eine Spannung abgibt. Es wurden spezielle *Hall*-Schaltkreise entwickelt, bei denen das eigentliche *Hall*-Element, ein Vorverstärker und ein Schwellwert-

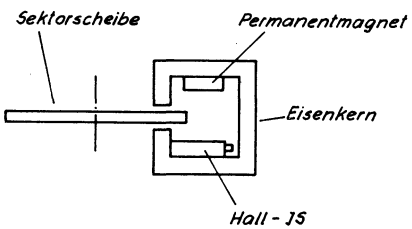


Bild 1.14
Magnetfeldschranke mit *Hall*-IS

schalter monolithisch integriert sind. In der DDR wird ein derartiger Schaltkreis unter der Bezeichnung *B 461 D* hergestellt. Bild 1.14 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Gebers auf der Basis dieses Schaltkreises.
Der Luftspalt sollte etwa 2 mm betragen, während die Sektorscheibe (Fe bzw. Stahl) eine Dicke von etwa 1 mm aufweist [4]. In bezug auf das Ausgangssignal verhält sich ein auf diese Weise aufgebauter Geber analog zu einer Lichtschranke mit nachfolgendem Schwellwertschalter, d. h., die Zündung läßt sich in gewohnter Weise statisch einstellen. Schwierigkeiten können auftreten, wenn die Sektorscheibe ein relativ großes axiales Spiel aufweist (größer 0,5 mm), da es dann zur mechanischen Berührung zwischen rotierender Scheibe und stehender „Magnetfeldschranke" kommen kann. Mit einem Axialspiel in der genannten Größenordnung muß man immer dann rechnen, wenn die Sektorscheibe direkt mit der Kurbelwelle des Motors verbunden (z. B. *Trabant*) und nicht eigengelagert *(Wartburg 353)* ist. Bei dieser Einschätzung wird davon ausgegangen, daß man eine entsprechende Sektorscheibe unabhängig vom jeweils verwendeten Geberprinzip stets an Stelle des Unterbrechernockens der konventionellen Zündanlagen einsetzt.

1.4.1.5. Einsatz von Feldplatten

Feldplatten sind magnetfeldabhängige Widerstände. Sie ermöglichen Geberkonstruktionen, die in Aufbau und Verhalten den *Hall*-Effektgebern ähnlich sind [4].
Da derartige Bauelemente dem Amateur momentan noch nicht zur Verfügung stehen, soll dieses Prinzip nur der Vollständigkeit halber erwähnt werden.

1.4.1.6. Variantenauswahl

Für den Amateur ergibt sich aus den vorangegangenen Darlegungen die Frage, welches Geberprinzip den besten Kompromiß zwischen Aufwand, Funktionssicherheit und Kosten darstellt. Eine eindeutige Antwort wäre nur möglich, wenn alle vorgestellten Prinzipien an unterschiedlichen Fahrzeugen und unter allen Umweltbedingungen erprobt würden. Aus den Fahrversuchen über Tausende Kilometer hinweg kann man aber zumindest ableiten,

daß das optoelektronische Prinzip für den Aufbau funktionssicherer Gebersysteme geeignet ist. Es gestattet einen besonders einfachen mechanischen und elektrischen Aufbau, läßt sich meßtechnisch gut beherrschen und ist unempfindlich gegenüber axialen Verschiebungen der rotierenden Sektorscheibe, da der Abstand zwischen Lichtsender und -empfänger 10 mm und mehr betragen kann. Aus diesen Gründen wurden alle vorgestellten Schaltungen auf der Basis von Infrarotlichtschranken mit den Bauelementen *VQ 110/SP 201* bzw. *VQ 120/SP 211* aufgebaut. Bild 1.15 zeigt die immer wieder zur Anwendung kommende Grundschaltung in den später beschriebenen Zündanlagen. Der Schaltkreis *A 301* arbeitet dabei als Schwellwertschalter. Der Arbeitswiderstand des Fototransistors ist an die interne, stabilisierte Spannung des *A 301* (Pin 13) angeschlossen. Schwankungen der Bordspannung wirken sich damit nicht auf den Zündwinkel aus.

1.4.2. Grundsätzliche Hinweise zum Aufbau der Steuerelektronik von Zündanlagen

Unter dem Begriff *Steuerelektronik* soll eine Schaltung verstanden werden, die die vom Gebersystem (bzw. von den Gebersystemen) eintreffenden Signale verarbeitet und ein Steuersignal am Ausgang bereitstellt, das zur Auslösung des Zündfunkens genutzt wird. Zu diesem Zweck gelangt das Zündimpulssteuersignal auf den Eingang der nachgeschalteten Leistungselektronik.
Die Aufgabe der Steuerelektronik besteht meist darin, den Zündwinkel in Schritten oder kontinuierlich an den Betriebszustand des

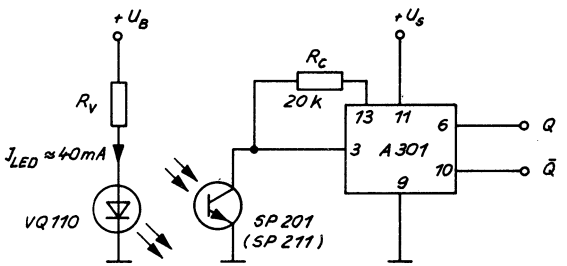


Bild 1.15 Grundschaltung für die Auswertung des Signals einer IR-Lichtschranke mit dem Initiatorschaltkreis *A 301*

Motors anzupassen, beispielsweise in Abhängigkeit von der Motordrehzahl. Auch die Realisierung einer bestimmten Einschaltdauer der Zündspule (Schließwinkelsteuerung) kann von der Steuerelektronik übernommen werden. Für die Schaltungsauslegung sind folgende Faktoren wichtig:

- Gewährleistung der Funktionssicherheit im Anlaßfall (Kaltstart). Es muß damit gerechnet werden, daß die Spannung im Bordnetz beim Startvorgang bis auf 60% ihres Nennwerts absinkt, also auf etwa 3,6 V bei 6-V-Anlagen und etwa 7,2 V bei 12-V-Anlagen.
- Störfestigkeit der Schaltung gegenüber kurzen positiven und negativen Impulsen großer Amplitude.
- Gewährleistung der Minimalfunktion auch bei Ausfall einzelner Schaltungsteile und damit Möglichkeit der Fahrtfortsetzung.
- Funktionsfähigkeit auch unter extremen klimatischen Bedingungen, d. h. bei Umgebungstemperaturen zwischen −25 und +70 °C.

Gerade der letztgenannte Punkt ist oft nur schwer zu erfüllen, wenn die im Bauelementekatalog angegebenen Werte der zulässigen Umgebungstemperaturen als verbindlich angesehen werden. Das gilt übrigens auch für die Einhaltung der zulässigen Betriebsspannungen. Zumindest für den Amateurbereich kann eingeschätzt werden, daß die meisten Bauelemente sowohl in bezug auf die Umgebungstemperatur als auch die Versorgungsspannung(en) ein Überschreiten der in den Katalogen angegebenen Grenzwerte „verkraften". Das resultiert daraus, daß der Bauelementehersteller einen zulässigen Bereich der Umgebungstemperatur definiert, in dem ein betreffendes Bauelement *alle* angegebenen Betriebsparameter erfüllt. Für die Anwendung dieses Bauelements in einer elektronischen Zündanlage sind aber durchaus nicht alle angegebenen Werte interessant. Als Beispiel sei genannt, daß die Grenzfrequenzen vieler Schaltkreise (Zähler, Operationsverstärker, Verknüpfungsgatter) bei niedrigen Umgebungstemperaturen nicht mehr die im Katalog garantierten Werte erreichen. Wenn das betreffende Bauelement jedoch nur Frequenzen bis etwa 100 Hz zu verarbeiten hat, ist es völlig gleichgültig, ob die tatsächliche Grenzfrequenz (bzw. maximale Schaltfrequenz) 100 oder 500 kHz beträgt. Gleiches gilt sinngemäß für die Einhaltung der zulässigen Versorgungsspannungen. TTL-Gatter arbeiten bereits ab 3,5 V, wenn lediglich die grundsätzliche Funktion betrachtet wird. Dann

lassen sich allerdings auch nicht mehr die bei üblicher Versorgungsspannung garantierten Werte für Ausgangspegel und maximale Schaltfrequenz erreichen.

Im Amateurbereich ist es oft unumgänglich, Kompromisse beim Bauelementeeinsatz einzugehen. Daher sollte man stets genau überlegen, welche Parameter eines bestimmten Bauelements für die Schaltungsfunktion unbedingt eingehalten werden müssen und welche Eigenschaften sich ohne Nachteile verändern können. Zur Frage der vorzugsweisen Anwendung von Bauelementen bzw. Schaltkreisfamilien in der Kraftfahrzeugelektronik kann eingeschätzt werden, daß MOS-Schaltkreise und Operationsverstärker funktionssichere Lösungen ermöglichen. Dabei eignet sich die PMOS-Hochvolttechnik zwar in bezug auf maximale Schaltfrequenz einerseits und Störsicherheit andererseits durchaus, zur Erzeugung der notwendigen stabilisierten Versorgungsspannungen ist aber stets ein Transverter notwendig. Bei CMOS-Schaltkreisen entfallen alle Probleme der Spannungsversorgung.

Auch alle anderen Parameter dieser Schaltkreise sind für den Einsatz im Kraftfahrzeug bestens geeignet. Nachteilig wirkt sich vor allem jedoch das Fehlen einiger Grundbausteine im derzeitigen Sortiment aus. Insbesondere Zähler- und Speicherschaltkreise sind kaum verfügbar. Das ist auch der Grund dafür, daß später noch Schaltungsbeispiele mit TTL-Schaltkreisen angegeben werden, obwohl diese Bauelemente in bezug auf die Empfindlichkeit gegenüber sehr kurzen Störimpulsen, wie sie beispielsweise die Zündanlage selbst verursacht, empfindlicher reagieren als MOS-Schaltkreise.

Für analoge Schaltungen in der Kfz-Elektronik lassen sich nahezu alle in der DDR erhältlichen Operationsverstärker mit Erfolg einsetzen. Beim *A 109* (bzw. *B 109*) besteht das Problem in der Spannungsversorgung. In bestimmten Anwendungsfällen ist es aber auch hier erlaubt, von den Herstellerangaben abzuweichen. Ein Betrieb dieser Schaltkreise mit ±5 V Versorgungsspannung ist möglich, ohne daß Beeinträchtigungen der Funktion nachzuweisen sind. Besonders elegante Schaltungslösungen sind bei Verwendung von Mehrfach-OPV zu erreichen. Die Typenreihe *B 761 D* zeichnet sich außerdem durch extrem niedrige Versorgungsspannungen aus, so daß zumindest bei 12-V-Anlagen keine Versorgungsprobleme bestehen [5].

1.4.3. Leistungselektronik

Um das Zündsteuersignal in einen Zündfunken an der Kerze umzusetzen, ist bei allen Anlagen eine im folgenden mit dem Begriff *Leistungselektronik* charakterisierte Baugruppe notwendig. Einfache elektronische Zündanlagen bestehen u. U. nur aus diesem Schaltungskomplex. Man unterscheidet im wesentlichen heute zwei Prinzipien, nämlich die *Transistorspulenzündung* (TSZ) und die *Hochspannungskondensatorzündung* (HKZ).

1.4.3.1. Transistorspulenzündung (TSZ)

Bei der TSZ wird der Primärkreis der Zündspule nicht mehr durch den Unterbrecherkontakt geschlossen bzw. geöffnet, sondern durch einen im Schalterbetrieb arbeitenden Transistor. Bild 1.16 zeigt das Prinzip der TSZ. Der Spannungsverlauf am Kollektor entspricht weitgehend dem der konventionellen Anlage (s. Bild 1.3). Interessant für die Dimensionierung des Transistorschalters ist besonders der schmale, nadelförmige Impuls im Moment der Sperrung des Transistors, der aus der Selbstinduktion der Zündspule resultiert. Bei Verwendung von Serienzündspulen muß mit Spannungsspitzen zwischen 300 und 500 V gerechnet werden. Besonders hohe Spannungsspitzen treten auf, wenn die Zündspule sekundärseitig „offen", d. h. ohne Zündkerze betrieben wird. Da dieser Fall nie völlig ausgeschlossen werden kann, sind ent-

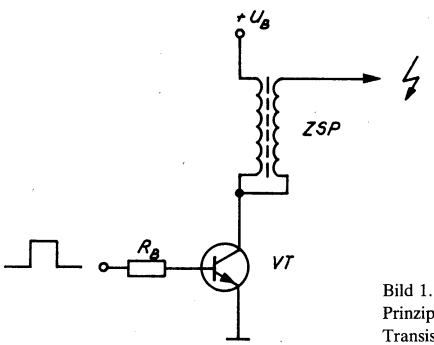


Bild 1.16
Prinzipieller Aufbau einer Transistorspulenzündanlage (TSZ)

sprechende Schutzmaßnahmen erforderlich, um den Schalttransistor nicht zu zerstören. Aus dem Spannungsverlauf an der Primärseite der Zündspule ist ebenfalls ersichtlich, daß teilweise negative Spannungen auftreten können. Die Schutzschaltungen müssen daher auch so angelegt sein, daß für den Schalttransistor schädliche negative Spannungsspitzen beseitigt oder unwirksam werden. Durch den Einsatz eines Leistungstransistors als Schalter ist es möglich, einen größeren Strom zu schalten als mit einem Unterbrecherkontakt. Das bietet die Möglichkeit, niederohmige Spezialzündspulen einzusetzen, die eine gegenüber den Serienzündspulen größere Energie speichern können. International orientiert man auf Primärströme von 6 bis 8 A bei 12-V-Bordspannung. Beim Vergleich der konventionellen Zündanlage mit der kontaktgesteuerten TSZ sind folgende Vorteile zu nennen:

- Geringere Belastung des Unterbrecherkontakts, da lediglich ein Steuerstrom in der Größenordnung von 0,5 A zu schalten ist. Daraus läßt sich eine größere Grenznutzungsdauer des Unterbrecherkontakts ableiten.
- Die verschleißbedingten Veränderungen der Einstellwerte der Zündanlage (Zündwinkel, Schließwinkel) werden bei gleicher Motorbetriebsdauer kleiner, da kein Kontaktabbrand bei der TSZ auftritt. Da eine nicht ordnungsgemäß eingestellte Zündanlage einen Kraftstoffmehrverbrauch zur Folge hat, kann mittelbar auf eine Kraftstoffeinsparung geschlossen werden, wenn alle Einstellwerte langfristig innerhalb der zulässigen Toleranzgrenzen liegen.
- Bei Verwendung einer speziellen (niederohmigen) Zündspule kann eine annähernd konstante Zündspannung im gesamten Drehzahlbereich zur Verfügung gestellt werden.

Diesen Vorteilen der TSZ stehen jedoch auch einige Nachteile gegenüber, die im folgenden genannt werden:

- Die im Moment der Sperrung des Leistungstransistors in der Primärspule induzierte Spannung erreicht Werte von einigen hundert Volt und kann den Transistor zerstören, wenn keine geeigneten Schutzmaßnahmen getroffen werden. Sowohl die in Frage kommenden Leistungstransistoren als auch die für die Schutzbeschaltung notwendigen Bauelemente (Z-Dioden, Varistoren) sind meist relativ teuer. Dieser Umstand fällt bei Mehr-

zylinder-Zweitaktmotoren besonders ins Gewicht, da je Zylinder ein Leistungstransistor mit entsprechender Beschaltung notwendig ist.
- Durch den Wegfall des Kontaktabbrands kann auch ein sogenanntes „Freibrennen" der Kontakte nicht mehr auftreten. Verschmutzte oder verölte Unterbrecherkontakte führen daher zum Ausfall der Zündanlage, während unter gleichen Bedingungen bei der konventionellen Zündanlage ein Selbstreinigungseffekt feststellbar ist.

Der letztgenannte Punkt ist allerdings nicht als spezieller Nachteil der TSZ zu werten. Schwierigkeiten der genannten Art können bei allen Varianten elektronischer Zündanlagen auftreten, bei denen der Unterbrecherkontakt die Auslösung des Zündfunkens steuert. Darüber hinaus entfallen derartige Probleme gänzlich, wenn auf die Möglichkeit der kontaktlosen Ansteuerung zurückgegriffen wird.

1.4.3.2. Hochspannungskondensatorzündung (HKZ)

Der HKZ liegt ein grundsätzlich anderes Wirkprinzip zugrunde als der TSZ. Bild 1.17 zeigt den Übersichtsschaltplan einer Hochspannungskondensatorzündanlage.
Die Funktion einer derartigen Anlage läßt sich stark vereinfacht folgendermaßen beschreiben: Der Kondensator *C* sei auf eine bestimmte Spannung aufgeladen, der Thyristor VTh gesperrt. Im Zündmoment erhält VTh über die Steuerelektronik einen Zündimpuls. Damit wird der aus Kondensator, Thyristor und Zünd-

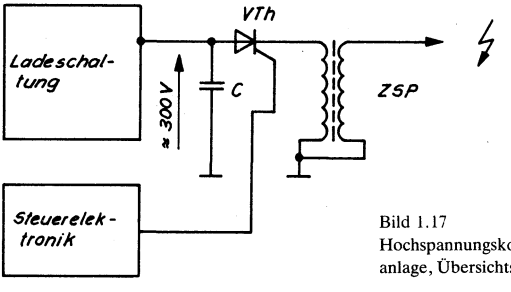


Bild 1.17
Hochspannungskondensatorzündanlage, Übersichtsschaltplan

spule bestehende Primärkreis geschlossen, und der Kondensator entlädt sich schlagartig über die Primärwicklung der Zündspule, die hier die Funktion eines Transformators hat. Demzufolge kommt es auf der Sekundärseite zu einem steilen Spannungsanstieg und schließlich zum Überschlag an der Zündkerze. Hat sich der Kondensator über die Primärwicklung entladen, so wird der Haltestrom des Thyristors unterschritten, womit dieser wieder sperrt. Von diesem Zeitpunkt an kann der Kondensator neu geladen werden. Dieser Aufladevorgang muß spätestens abgeschlossen sein, wenn die nächste Zündung ausgelöst wird. Für einen Einzylinder-Zweitaktmotor beträgt der seitliche Abstand zwischen 2 aufeinanderfolgenden Zündungen bei 6000 U/min – 10 ms. Beim Zweizylinder-Zweitaktmotor stehen nur 5 ms für die Kondensatoraufladung zur Verfügung, wenn man davon ausgeht, daß die Ladeschaltung beide Zündkreise versorgt. Um den Kondensator in dieser kurzen Zeit auf etwa 300 V aufzuladen, ist es notwendig, daß die Ladeschaltung einen entsprechend niedrigen Innenwiderstand hat. Daraus läßt sich ein gewisser Mindestaufwand für eine HKZ ableiten: Außer einem Thyristor je Zündkreis (bzw. Zylinder) sind noch mindestens 1 Leistungstransistor (bei Gegentakttransvertern 2 Leistungstransistoren) und 1 Übertrager notwendig. Zwar weisen Hochspannungskondensatorzündanlagen einige Vorteile auf, z. B. ausreichende Zündenergie bei niedrigen Betriebsspannungen und damit entsprechend gutes Startverhalten sowie geringe Nebenschlußempfindlichkeit, jedoch stehen diese Vorteile nach den heutigen Erkenntnissen in keinem angemessenen Verhältnis zum Aufwand. Besonders die notwendige zusätzliche Induktivität muß als Nachteil angesehen werden. Die HKZ hat daher in letzter Zeit gegenüber der TSZ an Bedeutung verloren. Aus diesem Grund werden nachfolgend auch keine Schaltungsvorschläge für derartige Zündanlagen angegeben. Der interessierte Leser findet entsprechende Anregungen in [6], [7] und [8].

1.5. Schaltungsbeispiele elektronischer Zündanlagen

Im folgenden werden praktisch erprobte Schaltungen für elektronische Zündanlagen angegeben. Dabei steht zunächst die Dimensionierung des Leistungsteils – hier vor allem die Auswahl des geeigneten Schalttransistors – im Vordergrund. Darauf aufbauend

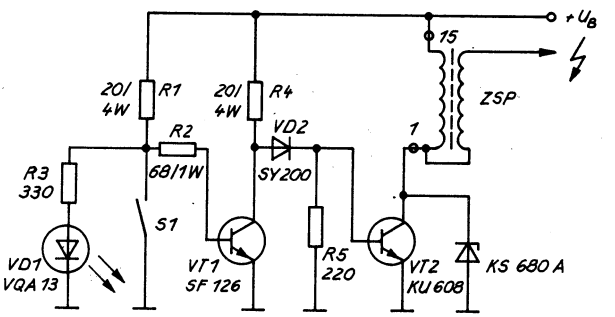


Bild 1.18 Kontaktgesteuerte Transistorzündanlage

werden dann Schaltungen zur elektronischen Zünd- und Schließwinkelbeeinflussung einschließlich der dazugehörigen Geber für die kontaktlose Ansteuerung behandelt.

1.5.1. Kontaktgesteuerte Transistorzündanlage

Bild 1.18 zeigt die Schaltung einer einfachen Transistorzündanlage mit Kontaktsteuerung. Sie kann sowohl für Viertakt- als auch für Zweitakt-*Otto*-Motoren eingesetzt werden. Bei Mehrzylinder-Zweitaktmotoren muß diese Baugruppe je Zylinder einmal vorhanden sein.

Zur Funktion der Schaltung: Bei geschlossenem Unterbrecherkontakt S1 wird $R1$ gegen Masse kurzgeschlossen. VT1 sperrt demzufolge, und VT2 erhält Basisstrom über $R4$ und VD2. Die Zündspule ZSP ist damit eingeschaltet. Für die Spannung an der Primärwicklung der Zündspule gilt in diesem Fall:

$$U_{ZSP} = U_B - U_{CEVT2};$$

U_{ZSP} – Spannung an der Primärwicklung der Zündspule, U_B – Bordspannung, U_{CEVT2} – Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung von VT2.

Öffnet der Unterbrecherkontakt, so erhält VT1 über $R1$ und $R2$ Basisstrom. Die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung von VT1 ist bei richtiger Dimensionierung und Bauelementeauswahl <0,5 V und damit kleiner als die Durchlaß-Gleichspannung (häufig auch als Flußspannung bezeichnet) von VD2. Damit ist ge-

sichert, daß TV2 in diesem Fall keinen Basisstrom erhält. *R*5 bewirkt ein definiertes Basispotential von VT2. Im Moment der Sperrung von VT2 kommt es zum schnellen Flußwechsel in der Zündspule und damit – wie bei der konventionellen Zündanlage – zum Zündfunken an der Zündkerze. Speziell für Mehrzylindermotoren ist der Mehraufwand eines Widerstands und einer Lumineszenzdiode (*R*3, VD1) sinnvoll, da dadurch auf einfache Weise die prinzipielle Funktionsfähigkeit des Unterbrecherkontakts überprüft werden kann. Die Schutzbeschaltung von VT2 besteht in der Schaltung nach Bild 1.18 lediglich in der Parallelschaltung der 180-V-Z-Diode *KS 680 A* (UdSSR) zur Kollektor-Emitter-Strecke dieses Transistors [9]. Eine Z-Diode weist in Durchlaßrichtung das Verhalten einer üblichen Diode auf. Deshalb besteht bei dieser Schaltung auch ein Schutz des Leistungstransistors vor negativen Kollektor-Emitter-Spannungen. Da man die Schaltung nach Bild 1.18 als universell anwendbaren Grundbaustein betrachten kann, der sich sowohl für 6-V- als auch für 12-V-Bordspannung einsetzen läßt, soll die Dimensionierung der einzelnen Bauelemente näher erläutert werden.

Zunächst zur Auswahl des Leistungsschalttransistors VT2. Die Forderungen an diesen Transistor sind:

- Kollektor-Emitter-Sperrspannung $\geqq 250$ V,
- Kollektorstrom = 4 A (in einigen Fällen $\geqq 2{,}5$ A),
- Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung $\leqq 1$ V, besser $\leqq 0{,}5$ V,
- möglichst große Stromverstärkung,
- Umgebungstemperaturbereich $-25\,°C = \vartheta_a = 70\,°C$.

Die Forderung nach einer zulässigen Kollektor-Emitter-Sperrspannung von mindestens 250 V schränkt die Auswahl der in Frage kommenden Transistoren bereits stark ein. Tabelle 1.1 gibt einen Überblick entsprechender Leistungstransistoren, wobei nur die wichtigsten, für den Anwendungsfall interessierenden Parameter aufgeführt sind [10], [11].

Die in Tabelle 1.1 aufgeführten Werte, die weitgehend durch eigene Messungen an Hand einer größeren Anzahl von Exemplaren jedes Transistortyps ermittelt wurden (also den Charakter von Mittelwerten haben), lassen allgemein den Schluß zu, daß Transistoren mit sehr großer Sperrspannung (z. B. *SU 160, SU 165*) besonders niedrige Stromverstärkungsfaktoren aufweisen. Damit wird die Einsparung von Bauelementen infolge der bei diesen Transistoren nicht mehr notwendigen Schutzbeschaltung unter

Tabelle 1.1 Ausgewählte Daten von Leistungstransistoren für elektronische Zündanlagen

Typ	U_{CEmax} in V	I_{Cmax} in A	U_{CEsat} in V	bei $I_C = 4$ A
KU 605	200	10	0,5	
KU 606	210	10	0,5	
KU 608	250	10	0,6	
SU 160	1500	5	1,1	
SU 165	900	2,5	1,4[1)]	

[1)] bei $I_C = I_{Cmax} = 2{,}5$ A

Umständen wieder zunichte gemacht, indem ein entsprechend größerer Aufwand bei der Bereitstellung des erforderlichen Basisstroms getrieben werden muß. Auch die erreichbare Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung liegt bei Transistoren mit zulässigen Sperrspannungen oberhalb 500 V im allgemeinen höher als bei Transistoren geringerer Sperrspannung (s. Tabelle 1.1).

Unter dem Aspekt, daß die vorhandenen Serienzündspulen weiterverwendet werden, erscheint eine Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung von etwa 1 V unvertretbar bei einer Bordspannung von 6 V, während man einen derartigen Spannungsabfall bei 12-V-Anlagen ohne wesentliche Nachteile in Kauf nehmen kann. Hinzu kommt, daß 12-V-Zündanlagen im allgemeinen eine geringere Stromaufnahme haben als vergleichbare Zündspulen für 6-V-Anlagen. Da die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung abhängig vom Kollektorstrom ist, muß dem Problem des Spannungsabfalls über den Leistungstransistor beim Aufbau einer elektronischen Zündanlage für eine Bordspannung von 6 V besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden. Die im *Trabant* eingesetzten Zündspulen haben bei Nennspannung eine Stromaufnahme von 4 A. Die Dimensionierung der Schaltung nach Bild 1.18 basiert auf der Verwendung eines Leistungstransistors *KU 608* mit einer minimalen Stromverstärkung von $\beta = 20$ bei einem Kollektorstrom von $I_C = 4$ A.

Bei Nennspannung ist damit ein Mindestbasisstrom für VT2 von

$$I_{BVT2} = \frac{I_C}{\beta} = \frac{4\text{A}}{20} = 0{,}2\text{ A}$$

erforderlich. Damit VT2 übersteuert und in die Sättigung gebracht werden kann, wird ein Basisstrom von 0,3 A festgelegt;

$$R4 = \frac{U_B}{I_B} = \frac{6\ V}{0{,}3\ A} = 20\ \Omega.$$

Bei der maximalen Bordspannung von 7,2 V fließt über $R4$ ein Strom von

$$I_{Bmax} = \frac{U_{Bmax}}{R4} = \frac{7{,}2\ V}{20} = 0{,}36\ A.$$

Dieser Wert liegt niedriger als der maximal zulässige Kollektorstrom von VT1, der 500 mA beträgt. Es ist zu beachten, daß an $R4$ eine Leistung von maximal 2,6 W in Wärme umgesetzt wird. Das gilt für den Fall, daß VT1 ständig durchgesteuert ist und gleichzeitig die maximale Bordspannung von 7,2 V anliegt. Dieser Fall wird zwar in der Praxis kaum auftreten, jedoch sollte man in der Kfz-Elektronik stets den ungünstigsten Fall mit berücksichtigen. Für $R4$ kommt daher nur eine Ausführung mit einer Belastbarkeit von 4 W (als nächsthöherer Normwert) in Betracht.

Die Dimensionierung der noch verbleibenden Bauelemente ist nicht schwierig. $R1$ wird ebenfalls auf 20 Ω festgelegt, damit der über den Unterbrecherkontakt fließende Strom noch ausreichend für dessen Selbstreinigung ist. $R2$ begrenzt den Basisstrom von VT1 auf etwa 100 mA. Mit dieser Dimensionierung können VT1 auch Exemplare mit geringer Stromverstärkung (Gruppe A oder B) eingesetzt werden.

Zur besseren Wärmeabfuhr sollte VT1 mit einem Kühlstern versehen werden. Ein Kühlkörper für VT2 erwies sich als nicht erforderlich. Bei einer Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung von 0,5 V und einem Kollektorstrom von 4 A ergibt sich eine Verlustleistung von 2 W. Bei laufendem Motor kann mit maximal 1 W gerechnet werden, da VT2 weniger als 50% der Gesamtzeit eingeschaltet ist.

Außer der in Bild 1.18 angegebenen Schutzbeschaltung für VT2 sind noch andere Schaltungsvarianten möglich, von denen 2 Bild 1.19 wiedergibt. Die Reihenschaltung von 8 Z-Dioden *SZ X 21/24* zwischen Kollektor- und Basisanschluß des Leistungstransistors kommt vor allem dann in Frage, wenn die Leistungs-Z-Diode *KS 680 A* nicht erhältlich ist und auch schnelle Varistoren nicht zur Verfügung stehen. Die Wirkungsweise ist folgende: Erreicht die Spannung am Kollektor des Leistungstransistors die durch die Z-Dioden festgelegte Spannung von 8×24 V = 192 V, so wird der Transistor wieder leitend, da Basisstrom über die Z-Dioden fließt. Eine weitere Erhöhung der Kollektorspannung ist da-

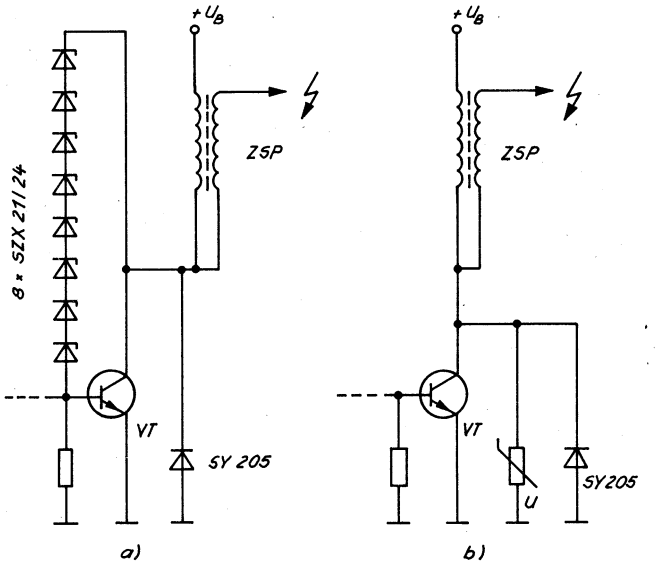


Bild 1.19 Varianten der Schutzbeschaltung des Leistungsschalttransistors in der Schaltung nach Bild 1.18

mit nicht mehr möglich. Zum Schutz vor negativen Spannungsspitzen (die über die dann in Durchlaßrichtung arbeitenden Z-Dioden auf die Basis des Leistungstransistors gelangen und diesen zerstören könnten) ist noch eine Diode *SY 205* vorgesehen. Die Schaltung dieser Diode parallel zur Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors ist günstiger als die Reihenschaltung einer Diode zu den Z-Dioden, da auf diese Weise nicht nur die Basis, sondern auch die Kollektor-Emitter-Strecke des Leistungstransistors vor negativen Spannungen geschützt werden.

Eine weitere, sehr wirkungsvolle Schutzschaltung läßt sich mit einem schnellen Varistor realisieren (s. Bild 1.19). Die besten Ergebnisse wurden dabei mit dem Zinkoxidvaristor *Z 130 K* vom VEB *Keramische Werke* Hermsdorf erreicht. Die charakteristischen Daten dieses Varistors sind:

Obere Betriebsgleichspannung $U_{hd} = 180$ V,
zulässige Verlustleistung 0,8 W [12].

Auch in diesem Fall ist parallel zur Kollektor-Emitter-Strecke des Leistungstransistors noch eine Diode in Sperrichtung geschaltet, da durch den Varistor allein kein Schutz vor negativen Spannungen am Kollektor besteht.

Die Wahl der entsprechenden Schutzschaltung wird meist durch das Bauelementeangebot bestimmt. Dabei sollte aber auch bedacht werden, daß die Reihenschaltung von 24-V-Z-Dioden eine größere Ausfallwahrscheinlichkeit gegenüber den anderen Schaltungsvarianten aufweist. Das ist auf die vergrößerte Anzahl von Halbleiterbauelementen und Lötstellen zurückzuführen.

Das Problem der Schutzbeschaltung entfällt völlig, wenn Leistungstransistoren eingesetzt werden, deren Sperrspannung größer ist als die maximale Spannung an der Primärseite der Zündspule. Diese Forderungen erfüllen auf jeden Fall die Transistoren *SU 160* und *SU 165*. Bild 1.20 zeigt ein Schaltungsbeispiel für den Einsatz dieser Bauelemente.

Wesentliches Merkmal der Schaltung nach Bild 1.20 ist der Einsatz von 2 Leistungstransistoren *SU 160* in *Darlington*-Schaltung. Beide Transistoren sind dabei so miteinander verbunden, daß sie funktionell wie ein Transistor wirken, dessen Stromverstärkung dem Produkt der Stromverstärkungen beider Einzeltransistoren entspricht. Wie bereits in Tabelle 1.1 angegeben, sind die Stromver-

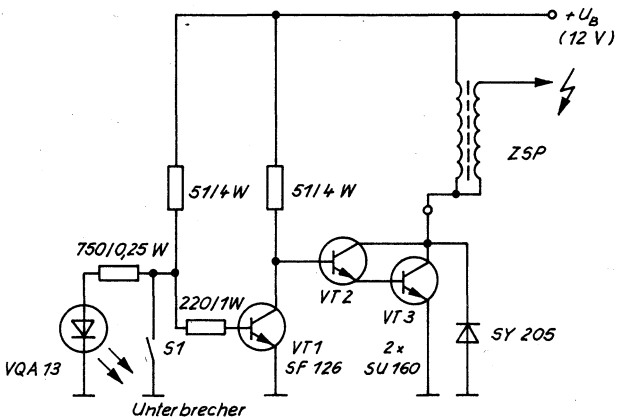


Bild 1.20 Transistorzündanlage mit *SU 160* in *Darlington*-Schaltung

stärkungsfaktoren dieser Transistoren so niedrig, daß selbst bei Anwendung der *Darlington*-Schaltung der Gesamtstromverstärkungsfaktor kaum größer als 20 wird. Darum kann man die Treiberstufe mit VT1 wie in der Schaltung nach Bild 1.18 dimensionieren.

Wenn in Bild 1.20 ausschließlich auf 12-V-Bordspannung orientiert wird, so hat das seinen Grund in der relativ großen Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung des *SU 160* (s. auch Tabelle 1.1), die die Anwendung dieses Transistors für elektronische Zündanlagen mit 6-V-Betriebsspannung in Frage stellt. Für den *SU 165* gilt das erst recht, zumal der maximal zulässige Kollektorstrom von 2,5 A die möglichen Anwendungsfälle stark einschränkt.

1.5.2 Transistorzündanlage mit kontaktloser Steuerung

Nachdem mit den Schaltungen nach Bild 1.18 und Bild 1.20 Möglichkeiten erläutert werden, die Zündspule durch einen geeigneten Leistungstransistor zu schalten, soll im folgenden die kontaktlose Ansteuerung dieses Transistors im Mittelpunkt stehen. Erst durch den damit verbundenen Entfall des Unterbrecherkontakts können die Vorteile der Elektronik – vor allem Wartungsfreiheit – voll wirksam werden.

Entsprechend den Ausführungen in Abschnitt 1.4.1. wird in den folgenden Schaltungsbeispielen ausschließlich das optoelektronische Prinzip zur Ansteuerung der Zündanlage eingesetzt. Als universell verwendbare Lösung kann die Schaltung nach Bild 1.21 betrachtet werden.

Die Infrarot-Lumineszenzdiode VD1 und der Fototransistor VT1 bilden eine Lichtschranke, die von einer Sektorscheibe, die an Stelle des Unterbrechernockens eingesetzt ist, periodisch unterbrochen wird. Die konstruktive Ausführung der Lichtschranke hängt vom jeweiligen Fahrzeugtyp ab; auf diese Problematik wird später noch eingegangen.

Bei der angegebenen Dimensionierung von $R1$ fließt über VD1 ein Strom von etwa 40 mA bei maximaler Bordspannung (7,2 V bei 6-V-Anlagen, 14,4 V bei 12-V-Anlagen). Allgemein gilt für die Bestimmung von $R1$ die Beziehung:

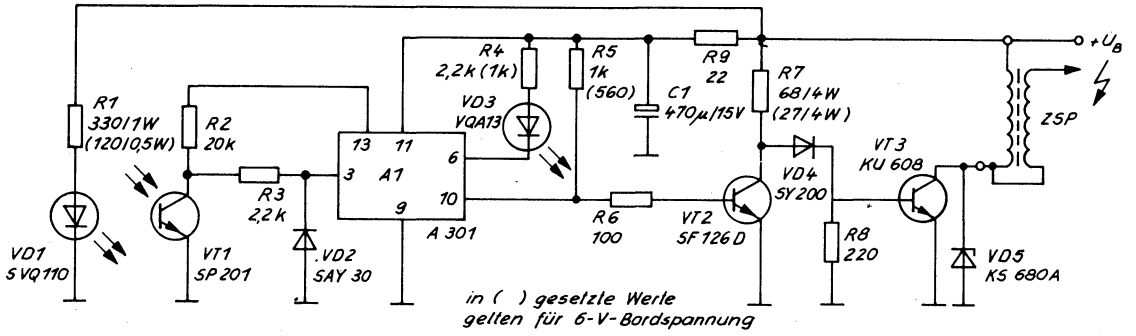


Bild 1.21 Transistorzündanlage mit optoelektronischer Ansteuerung

$$R1 = \frac{U_{Bmax} - U_{FVD1}}{I_{VD1}};$$

U_{Bmax} – maximale Bordspannung, U_{FVD1} – Flußspannung von VD1, I_{VD1} – Durchlaßstrom von VD1.

Dabei ist zu beachten, daß der maximale Durchlaßstrom von 50 mA für die *VQ 110* nicht überschritten werden darf. Die Flußspannung U_F beträgt für diese Diode näherungsweise 1,5 V.

Der Fototransistor VT1 (*SP 201* bzw. *SP 211*) erhält seinen Kollektorstrom über den Arbeitswiderstand *R*2, der an die interne, stabilisierte Betriebsspannung des Schaltkreises *A 301* angeschlossen ist. Sie beträgt etwa 3 V und läßt sich mit maximal 1 mA belasten. Bei Lichteinfall auf VT1 beträgt seine Kollektor-Emitter-Spannung weniger als 0,2 V. Damit wird die Einschaltspannung des als Schwellwertschalter arbeitenden *A 301* sicher unterschritten. Verringert sich dagegen der Lichteinfall, so steigt die Kollektorspannung von VT1 an und erreicht schließlich die Einschaltspannung.

*R*3 und VD2 bilden die Schutzbeschaltung für den Eingang des *A 301*. *R*3 wirkt als Strombegrenzungswiderstand und wird im normalen Betrieb nicht wirksam. Es hat sich aber gezeigt, daß man die Anschlüsse an der Lichtschranke beim Einbau der Anlage verwechseln kann. Ohne *R*3 wird der Schaltkreis dann meist zerstört, da nur noch *R*1 den Eingangsstrom begrenzt. Die Diode VD2 schützt in Verbindung mit *R*3 vor negativen Eingangsspannungen am Eingang des Schwellwertschalters. Diese können insbesondere dann auftreten, wenn man die Schaltung auf ihre Funktionstüchtigkeit prüft, indem anstatt des Fototransistors ein Sinusgenerator angeschlossen wird.

Der Schaltkreis *A 301* weist 2 zueinander negierte Ausgänge Q bzw. $\overline{Q}$ auf. In der Schaltung nach Bild 1.21 wird der nichtnegierte Ausgang Q (pin 6) zur Ansteuerung der Lumineszenzdiode VD3 verwendet, die man als einfache Funktionskontrolle für das Arbeiten des Schwellwertschalters sowie zur Zündwinkeleinstellung benutzt. Am negierten Ausgang ist der Treibertransistor VT2 mit nachfolgendem Leistungstransistor VT3 angeschlossen. Dieser Schaltungsteil bedarf keiner weiteren Erklärung. Analog zur kontaktgesteuerten TSZ (s. Bild 1.18, Bild 1.19) kann die Schutzbeschaltung des Leistungstransistors anders ausgeführt werden. Ebenso läßt sich auch in diesem Fall der *SU 160* in *Darlington*-Schaltung verwenden.

Hält man die angegebenen Bauelementewerte ein, so arbeitet die Schaltung nach Bild 1.21 in 6-V-Ausführung ab 3,5 V Bordspannung. Bei der Auslegung für 12 V ist die Funktion bei 7 V gesichert. Derartige Unterschreitungen der Nenn-Bordspannung können während des Kaltstartvorgangs auftreten.

1.5.2.1. Allgemeines zur konstruktiven Ausführung optoelektronischer Geber

Alle bisher vorgestellten Schaltungen sind nicht auf die Anwendung bei einem bestimmten Fahrzeugtyp festgelegt, sondern haben den Charakter von Grundschaltungen mit weitgehenden Modifizierungsmöglichkeiten für den jeweiligen Anwendungsfall.
Anders liegen die Verhältnisse bei der konstruktiven Ausführung des optoelektronischen Gebers. Hier muß stets Bezug auf den jeweiligen Fahrzeugtyp genommen werden. Vor allem das Arbeitsverfahren des Motors (Zweitakt bzw. Viertakt) sowie seine Zylinderanzahl spielen dabei eine Rolle. Die in der DDR gebräuchlichen Fahrzeuge mit Vierzylinder-Viertaktmotor (*Lada, Skoda, Moskwitsch, Wolga* u. a.) arbeiten mit Verteiler und einem Unterbrecherkontakt, der von einem vierhöckrigen Nocken gesteuert wird. Je Umdrehung der Verteilerwelle (entspricht 2 Umdrehungen der Kurbelwelle) erfolgen demnach 4 Zündungen. Wird bei diesen Fahrzeugen ein optoelektronischer Geber eingesetzt, so müssen 4 Hell/Dunkel-Phasen je Umdrehung der Verteilerwelle realisiert werden. Bild 1.22 zeigt die prinzipielle Ausführung des Gebers, der mit einer Schaltung nach Bild 1.21 zusammen arbeiten kann.

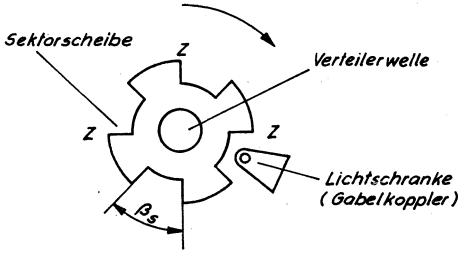


Bild 1.22 Prinzipieller Aufbau eines optoelektronischen Gebers für einen Vierzylinder-Viertaktmotor

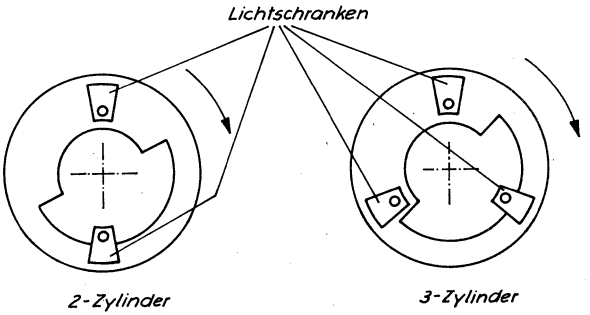


Bild 1.23 Schematischer Aufbau optoelektronischer Gebersysteme für Zwei- bzw. Dreizylinder-Zweitaktmotoren

Es wird immer dann eine Zündung ausgelöst, wenn eine der mit „Z" bezeichneten Kanten der Sektorscheibe die Lichtschranke passiert. An die Fertigungstoleranz dieser Scheibe stellt man hohe Anforderungen, da sich die Zündwinkel der einzelnen Zylinder zueinander nicht justieren lassen, sondern ausschließlich von der Geometrie der Sektorscheibe bestimmt werden. Der Winkel von 90° zwischen 2 benachbarten „Z"-Kanten muß daher auf ein Grad genau eingehalten werden. Wesentlich unkritischer ist dagegen die genaue Einhaltung des durch die Sektorbreite bestimmten Schließwinkels (Einschaltdauer der Zündspule) β_s. Eine Abweichung von $\pm 5°$ hat noch keinen nennenswerten Einfluß auf die Funktion der Anlage. In jedem Fall sollte aber der serienmäßig vorgegebene Schließwinkel durch entsprechende Gestaltung der Sektorscheibe eingehalten werden.

Mehrzylinder-Zweitaktmotoren arbeiten im allgemeinen verteilerlos. Die Zahl der Unterbrecherkontakte ist identisch mit der Zylinderanzahl des Motors. Eine elektronische Zündanlage mit kontaktloser, optoelektronischer Ansteuerung erfordert dementsprechend den Einbau einer Lichtschranke je Zylinder. Bild 1.23 zeigt den schematischen Aufbau der Gebersysteme für den Zwei- bzw. Dreizylindermotor. Der Schließwinkel wird in beiden Fällen durch den Winkelausschnitt der Sektorscheibe bestimmt. Für den Zweizylindermotor des *P 601* ergibt sich auf Grund der 180°-Versetzung beider Kolben noch eine besonders einfache Variante mit nur einer Lichtschranke. Dazu wird eine Sektorscheibe mit einem Winkelausschnitt von 180° eingesetzt und durch die Auswerteelektronik

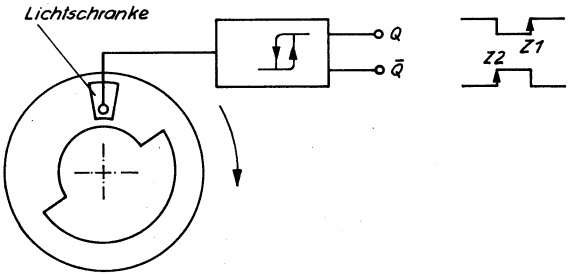


Bild 1.24 Übersichtsschaltplan einer Zündanlage für einen Zweizylinder-Zweitaktmotor mit nur einer Lichtschranke und Zylinderunterscheidung durch getrennte Auswertung des Hell/Dunkel- bzw. Dunkel/Hell-Übergangs am Lichtempfänger

zwischen Hell/Dunkel- und Dunkel/Hell-Übergang unterschieden. Die beiden Ausgangssignale sind entsprechend Bild 1.24 lediglich zueinander negiert und steuern je eine Leistungsschaltstufe an. Ausführlich wird auf dieses Prinzip noch in Abschnitt 1.6.1. eingegangen.

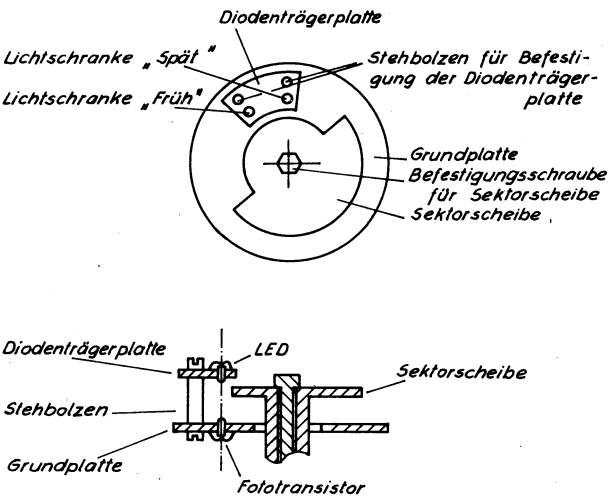
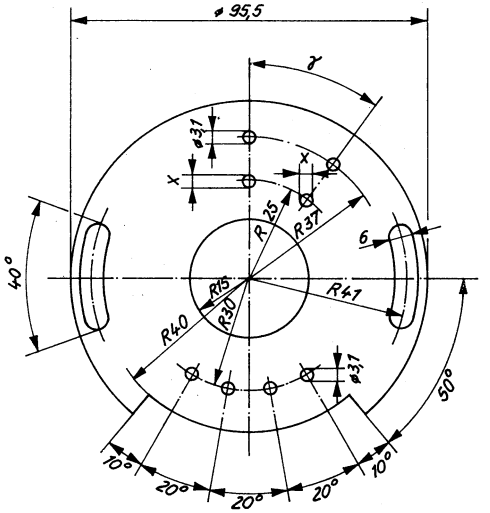


Bild 1.25 Schematischer Aufbau des optoelektronischen Gebersystems für den *P 65*-Motor des PKW *Trabant 601*

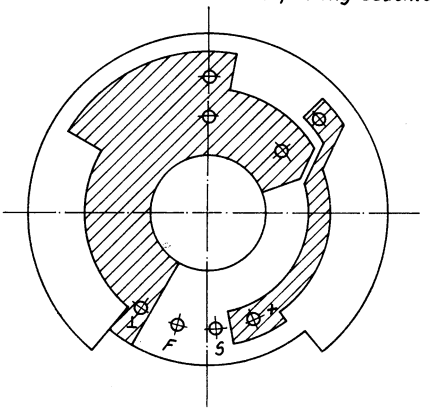
1.6. Elektronische Zündanlagen mit Zweipunktumschaltung des Zündwinkels für den *Trabant 601*

1.6.1. Optoelektronisches Gebersystem

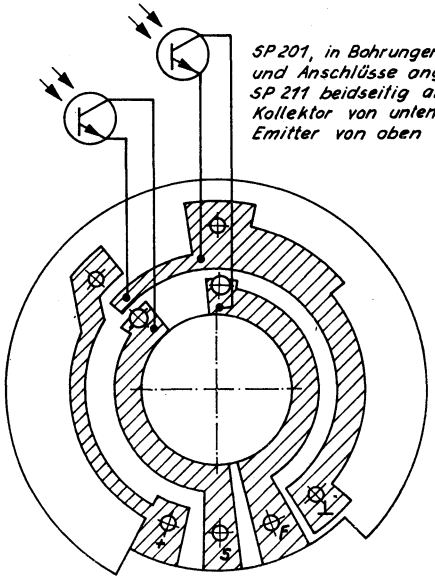
Wie bereits in Abschnitt 1.2. erwähnt, besteht die Aufgabe des Fliehkraftverteilers in der serienmäßigen Zündanlage des *P601* darin, während des Startvorgangs den Zündwinkel nahe an den oberen Totpunkt zu verlagern. Diese Funktion kann elektronisch durch eine Zweipunktumschaltung erreicht werden. Dafür ist ein optoelektronisches Gebersystem erforderlich, mit dem sich 2 Winkelstellungen der Kurbelwelle erfassen lassen. Da das für jeden Zylinder gilt, müssen insgesamt 4 Winkelstellungen unterschieden werden.
Durch Ausnutzung des Prinzips der getrennten Auswertung des Hell/Dunkel- und Dunkel/Hell-Übergangs läßt sich diese Aufgabenstellung mit nur 2 Lichtschranken lösen. In Bild 1.25 ist der Aufbau des Gebersystems schematisch dargestellt. Die einzelnen Teile des Systems mit allen Abmessungen und für den Nachbau wichtigen Angaben zeigt Bild 1.26. Wenn alle Teile zeichnungsgerecht gefertigt werden, ist der Austausch des Gebersystems mit den Teilen der serienmäßigen Zündanlage problemlos. Die fertig montierte Baugruppe ist in Bild 1.27 wiedergegeben.
Da das Gebersystem bei allen nachfolgend beschriebenen Schaltungen bis auf den Winkel zwischen den Lichtschranken unverändert eingesetzt wird, soll die Wirkungsweise ausführlich beschrieben werden.
In Bild 1.28 ist, von oben beginnend, zunächst der Spannungsverlauf am Kollektor des Fototransistors der „Früh"-Lichtschranke dargestellt. Darunter das entsprechende Signal der „Spät"-Lichtschranke. Die Phasenverschiebung beider Spannungsverläufe entspricht dabei der winkelmäßigen Versetzung der Lichtschranken zueinander. Bei allen Schaltungsvarianten zur Zündwinkelumschaltung beträgt dieser Winkel 20°. Die Winkeldifferenz zwischen Dunkel/Hell- und Hell/Dunkel-Übergang wird vom Winkelausschnitt der Sektorscheibe bestimmt und beträgt – entsprechend der Winkeldifferenz zwischen den Zündwinkeln beider Zylinder – 180°. Diese Tatsache nutzt man aus, indem einmal das nichtnegierte Ausgangssignal eines Schwellwertschalters den Leistungstransistor für den Zündstromkreis eines Zylinders ansteuert, wäh-



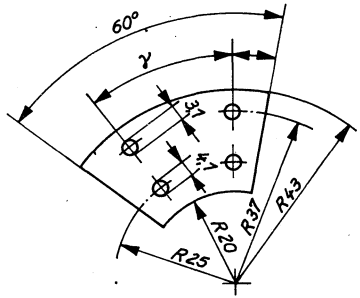
Grundplatte, Draufsicht
Material: doppelseitig Cu-kaschiert bei Verwendung von SP 211,
einseitig Cu-kaschiert bei Verwendung von SP 201.
Bohrung x: Durchmesser 4,2 mm bei Verwendung von SP 201,
Durchmesser 1,6 mm bei SP 211.
Winkel γ: 36° bzw. 20° (siehe Text).
Bei γ = 20° veränderte Leiterbahnführung beachten!



Grundplatte, Leiterbahnführung von oben
(nur bei Verwendung von SP 211 notwendig)

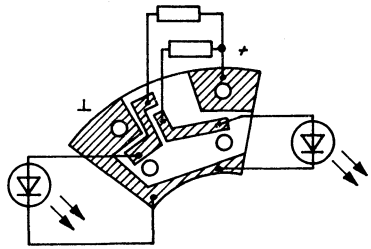


Grundplatte, Leiterbahnführung Unterseite



Cu-Seite oben

Material: Cu-kaschiertes Leiterplattenmaterial



Vorwiderstände für
LED aufgelötet

LED in Bohrungen
eingedrückt und
Anschlüsse gelötet

Diodenträgerplatte, Leiterbahnführung

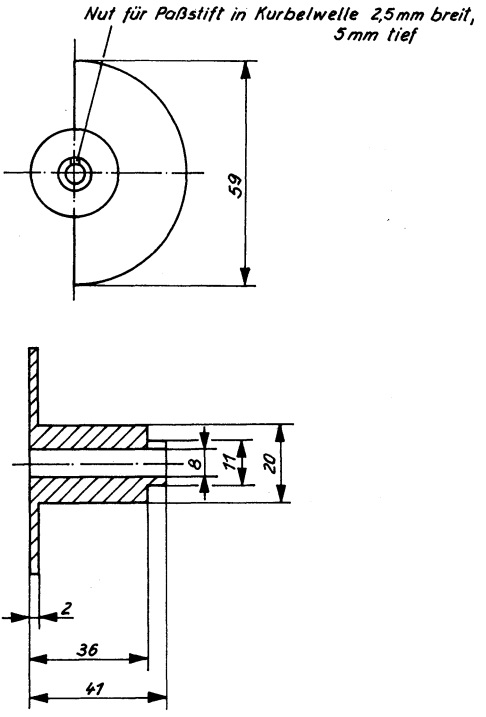


Bild 1.26 Einzelteile des optoelektronischen Gebersystems

rend für den zweiten Zylinder das negierte Ausgangssignal herangezogen wird.
Es sind demzufolge 4 Signale an den Ausgängen der beiden Schwellwertschalter weiterzuverarbeiten. Diese Signale sind in Bild 1.28 ebenfalls mit dargestellt. Die Bezeichnungen haben dabei folgende Bedeutung:
Z1f Zylinder 1, Frühzündung (24° vom OT),
Z2f Zylinder 2, Frühzündung (24° vom OT),
Z1s Zylinder 1, Spätzündung (4° vom OT),
Z2s Zylinder 2, Spätzündung (4° vom OT).

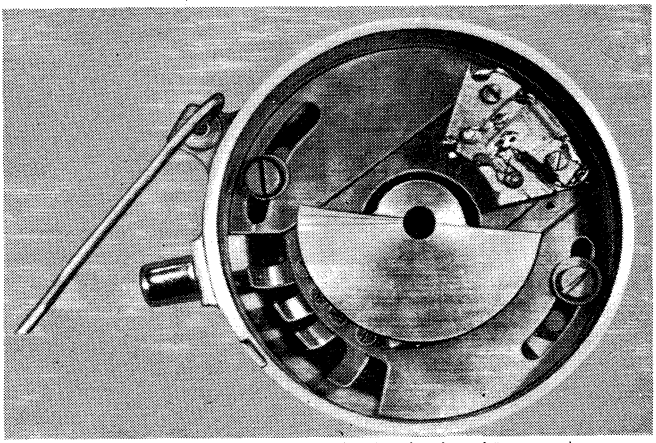


Bild 1.27 Optoelektronisches Gebersystem, im Unterbrechergehäuse montiert

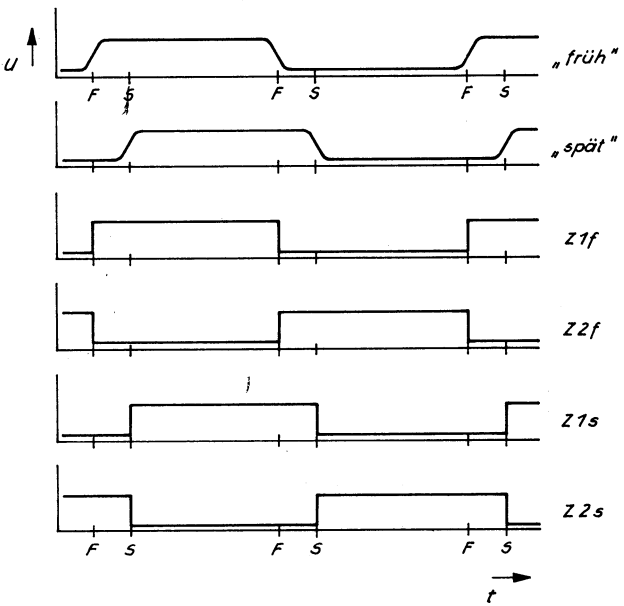


Bild 1.28 Spannungszeitverläufe an den Ausgängen des optoelektronischen Gebersystems nach Bild 1.25 bzw. an den Ausgängen der nachfolgenden Schwellwertschalter

Zum besseren Verständnis sind die H/L-Flanken dieser 4 Signale durch einen Pfeil besonders markiert, da an dieser Stelle jeweils eine Zündung erfolgen kann. Es ist deutlich erkennbar, daß diese markierten Flanken bei jedem der 4 Signale im Abstand von 360° auftreten, jedoch um 180° zwischen den zueinander negierten Signalen (z. B. Z1f/Z2f) verschoben sind.

1.6.2. Umschaltung des Zündwinkels durch die Zündschalterstellung

Nach diesen grundsätzlichen Darlegungen kann die Funktion der Schaltung nach Bild 1.29 erklärt werden. Zunächst sollen die Verhältnisse im Fahrbetrieb (Anlasser nicht betätigt) betrachtet werden. Das Signal der „Früh"-Lichtschranke wird mit dem Schwellwertschaltkreis *A 301* (A1) getriggert. Dabei ist der Arbeitswiderstand des Fototransistors *R*1 an die interne, stabilisierte Spannung des *A 301* angeschlossen, die etwa 3 V beträgt. R2 wirkt als Schutzwiderstand zur Begrenzung des Eingangsstroms am Eingang E1 (pin3) des Schaltkreises. Die Funktion der Diode VD1 besteht nicht hauptsächlich darin, negative Spannungsspitzen vom Schaltkreiseingang fernzuhalten, sondern in einer Anhebung der Einschaltspannung des Schwellwertschalters von etwa 0,7 V ohne Diode auf etwa 1,5 V. Damit entspricht die Einschaltspannung annähernd der halben Betriebsspannung des Fototransistors, was die Funktionssicherheit der gesamten Anlage positiv beeinflußt. Sieht man VD1 nicht vor, so können Schwierigkeiten auftreten, wenn der Fototranistor nicht mehr vollkommen durchgesteuert wird. Das ist während des Anlaßvorgangs möglich, da die Bordspannung stark absinken kann und demzufolge zu wenig Strom durch die Lumineszenzdiode fließt. In diesem Fall unterschreitet die Kollektor-Emitter-Spannung des Fototransistors die Ausschaltspannung des Schwellwertschalters nicht mehr, was zum Ausfall der Anlage führt. Der *A 301* weist in der gezeigten Schaltung eine sehr kleine Hysterese auf, so daß Einschalt- und Ausschaltspannung näherungsweise als gleich angesehen werden können. *R*3 bewirkt ein definiertes Potential am Schaltkreiseingang. Die Ausgangssignale Z1f und Z2f lassen sich am nichtnegierten Ausgang (pin6) bzw. am negierten Ausgang (pin10) des *A 301* entnehmen. Da es sich bei diesen Ausgängen um offene Kollektoren handelt, sind die Arbeitswiderstände *R*4, *R*5 notwendig. Durch die Dioden VD4,

VD5 wird erreicht, daß die Ausgangssignale über VT1 „auf Masse gezogen" und damit abgeschaltet werden können. Im Fahrbetrieb ist VT1 jedoch gesperrt, da am Eingang St keine Spannung anliegt und demzufolge auch kein Basisstrom fließen kann. Die ebenfalls zueinander negierten „Spät"-Signale werden in völlig analoger Weise mit einem zweiten Schaltkreis *A 301* (A2) gebildet. Auch in diesem Fall lassen sich die Ausgangssignale über die Dioden VD6, VD7 abschalten. Jedoch wird diese Abschaltung gerade dann wirksam, wenn am Eingang St keine Spannung anliegt, also im Fahrbetrieb. Die Umschaltung der an Z1 bzw. Z2 anliegenden Ausgangssignale der Schwellwertschalter von „früh" auf „spät" hängt damit ausschließlich vom Spannungspotential am St-Eingang und von der Betätigung des Anlassers ab. Die Entkoppelung der beiden Signale bewirken die Mehrfachdioden VD8 und VD9, die logisch eine ODER-Funktion realisieren.

Die Betriebsspannung wird nicht stabilisiert. Mit *R*11 und *C*1 werden lediglich Spannungsspitzen aus dem Bordnetz abgefangen, um Fehlschaltungen zu vermeiden. Die Schaltung ist ohne Veränderung der Dimensionierung auch für 12-V-Bordspannung geeignet. An die Ausgänge Z1 und Z2 muß jeweils eine Leistungs-Schaltstufe zum Schalten der Zündspule nach Bild 1.30 angeschlossen werden. Die in Klammern stehenden Werte der Bauelemente gelten bei 12-V-Bordspannung. Die Schaltung ist aus der bereits beschriebenen Transistorzündanlage nach Bild 1.21 abgeleitet. Die Veränderung besteht lediglich darin, daß eine weitere Verstärkerstufe (VT1) hinzugefügt wurde. Damit ist der Eingang ausreichend hochohmig und belastet die Steuerschaltung entsprechend wenig. Für den Einsatz anderer Schutzschaltungen und Leistungstransistoren gelten alle Hinweise in Abschnitt 1.5.1.

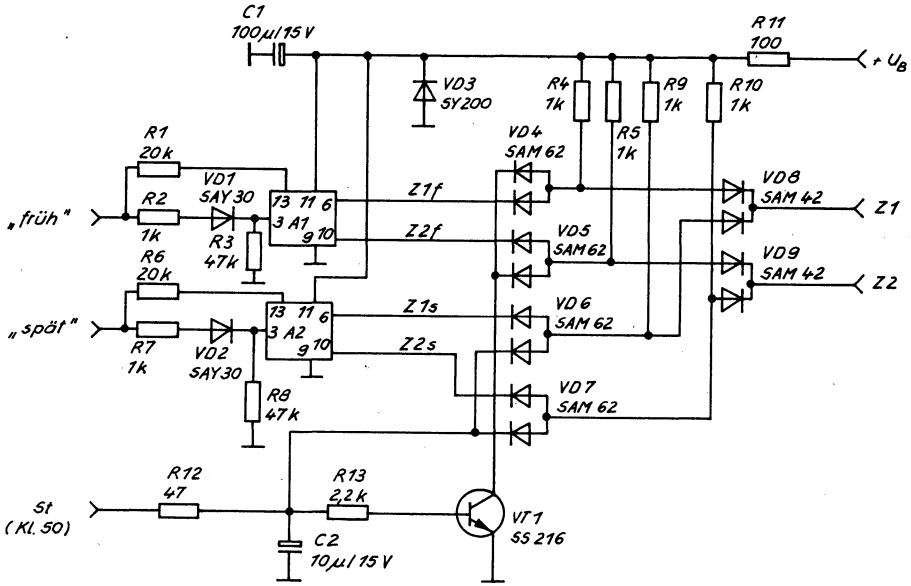


Bild 1.29 Steuerelektronik zur Umschaltung des Zündwinkels durch die Zündschalterstellung

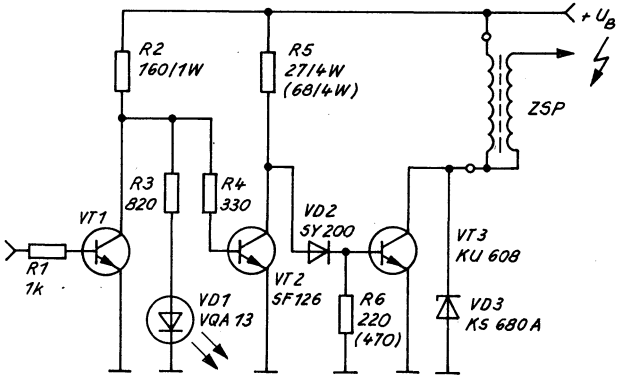


Bild 1.30 Leistungsschaltstufe zum Anschluß an die Schaltung nach Bild 1.29

1.6.2.1. Funktionskontrolle der Schaltungen nach Bild 1.29 und Bild 1.30

Bevor man den Einbau einer elektronischen Zündanlage in das Fahrzeug vornimmt, sollten die einzelnen Schaltungsteile möglichst gründlich geprüft werden. Nur auf diese Weise kann man die Wahrscheinlichkeit eines Unterwegsausfalls minimieren. Eine Umrüstung auf die kontaktgesteuerte, konventionelle Zündanlage ist zwar auf Grund der Austauschbarkeit von optoelektronischem Gebersystem und Unterbrecheranlage möglich, sollte aber keinesfalls zu einem „normalen Arbeitsgang" werden, da sonst der Sinn einer elektronischen Zündanlage generell in Frage gestellt wird.
Zunächst zur Funktionskontrolle der Leistungsschaltstufe (Bild 1.30). Bild 1.31 zeigt eine geeignete Prüfschaltung. Das Ausgangssignal des optoelektronischen Gebers bzw. der angeschlossenen Steuerelektronik wird durch eine pulsierende Gleichspannung simuliert. Diese Spannung wird in einfacher Weise durch eine Einweggleichrichtung der 50-Hz-Sinusspannung an der Sekundärwicklung von T1 erzeugt. Die Stromversorgung kann aus einem 6-V-Bleiakkumulator oder einem Stromversorgungsgerät mit einer Belastbarkeit von mindestens 4 A bestehen. Die Sicherung F sollte keinesfalls weggelassen werden, um bei Kurzschluß größere Schäden an Bauelementen und Leiterplatte zu vermeiden. Weiterhin muß besonders auf die Masseverbindung der Zündkerze hingewie-

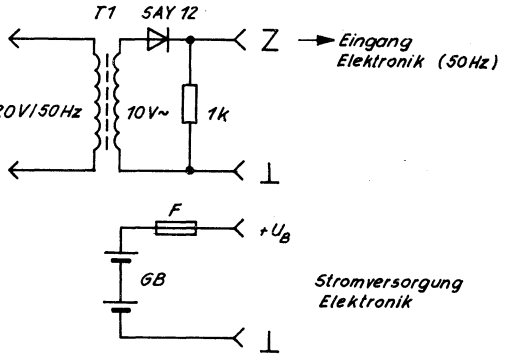


Bild 1.31 Prüfschaltung für die Leistungsschaltstufe nach Bild 1.30

sen werden, die über ein übliches Zündkabel mit Kerzenstecker an die Zündspule angeschlossen ist.

Bei richtigem Aufbau und eingeschalteter Stromversorgung müssen sich an der Zündkerze Funken mit einer Folgefrequenz von 50 Hz nachweisen lassen. Steht ein Stromversorgungsgerät mit einstellbarer Ausgangsspannung zur Verfügung, so sollte die Funktion der Zündanlage in Abhängigkeit von der Betriebsspannung untersucht werden. Wenn man zwischen 4 und 8 V Betriebsspannung eine regelmäßige Funkenfolge beobachtet, arbeitet die Anlage ordnungsgemäß.

Interessant für die thermische Belastung des Leistungstransistors ist die in Wärme umgesetzte Verlustleistung an diesem Bauelement. Aus der Beziehung

$$P_{\text{vmax}} = I_{\text{ZSP}} \cdot U_{\text{CEsat}}$$

(P_{vmax} – Maximale Verlustleistung am Leistungstransistor, I_{ZSP} – Primärstromaufnahme der Zündspule, U_{CEsat} – Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung des Leistungstransistors) wird deutlich, daß die Kollektor-Emitter-Spannung möglichst klein sein sollte. Zum Messen verbindet man den Eingang der Schaltung nach Bild 1.30 mit der Betriebsspannung und mißt die Kollektor-Emitter-Spannung des Leistungstransistors. Für $I_{\text{ZSP}} = 4\,\text{A}$ soll $U_{\text{CEsat}} \leqq 0{,}6\,\text{V}$ sein, wenn der *KU608* eingesetzt ist. Bei Verwendung von 2 Transistoren *SU160* in *Darlington*-Schaltung muß mit

$U_{CEsat} \approx 1V$ gerechnet werden. Weichen die gemessenen Werte für U_{CEsat} von diesen Angaben wesentlich nach oben ab, so sollte man andere Transistoren einsetzen. Meist haben die betreffenden Exemplare eine so niedrige Stromverstärkung, daß der vorgegebene Basisstrom nicht zur völligen Durchsteuerung ausreicht. Funktioniert die Leistungsschaltstufe, kann die Steuerelektronik überprüft werden. Dazu wird diese mit dem optoelektronischen Gebersystem verbunden. Die Stromversorgung darf nicht vergessen werden, d.h., jede Leitung des 4adrigen Verbindungskabels zwischen Gebersystem und Elektronik muß angeschlossen sein. Zunächst nimmt man die Prüfung vor, indem der „St"-Eingang mit Masse verbunden wird. Die Sektorscheibe wird von Hand verdreht. Sobald eine Kante dieser Scheibe die „Früh"-Lichtschranke passiert, muß an den Z-Ausgängen der Steuerelektronik ein Wechsel des Schaltzustands nachweisbar sein.
Beide Ausgänge verhalten sich invers zueinander, d.h., daß der Ausgang Z1 vom logischen Zustand „H" (annähernd Betriebsspannung) zum logischen Zustand „L" (etwa 0V) wechselt, während Z2 von L auf H geht.
Eine Änderung des Signals an der „Spät"-Lichtschranke darf keinerlei Einfluß auf den Ausgangszustand der Z-Ausgänge haben. Anschließend wird der „St"-Eingang mit der Betriebsspannung verbunden und damit der Anlaßfall simuliert. Jetzt muß der Zustandswechsel an den Z-Ausgängen beim Durchgang einer Kante der Sektorscheibe an der „Spät"-Lichtschranke nachweisbar sein, während eine Änderung des „Früh"-Signals wirkungslos bleibt.
Nach Abschluß der Funktionskontrolle kann die Anlage in das Fahrzeug eingebaut werden.

1.6.3. Umschaltung des Zündwinkels in Abhängigkeit von der Drosselklappenstellung

Bei der Schaltung nach Bild 1.29 wurde der Zündwinkel auf „spät" nur während des Anlaßvorgangs umgeschaltet. Damit ist die Funktion des Fliehkraftverstellers für diesen Fall elektronisch nachgebildet. Unterschiedliche Verhältnisse stellen sich dagegen im Leerlauf des Motors ein. Bei der konventionellen Zündanlage mit Fliehkraftversteller arbeitet der Motor im Leerlauf noch mit Spätzündung, während bei der Anlage nach Bild 1.29 im Leerlaufbe-

trieb bereits der durch die „Früh"-Lichtschranke festgelegte Zündwinkel (24° vom OT) wirksam wird. Für das Anzugsvermögen aus niedrigen Drehzahlen heraus sowie für den Kraftstoffverbrauch ist das keineswegs nachteilig. Es sind daher auch Veröffentlichungen erschienen, die den Sinn des Fliehkraftverstellers überhaupt in Frage stellen und einen günstigen Einfluß auf das Betriebsverhalten des Motors nachweisen, wenn der Fliehkraftversteller blokkiert wird [13]. Dem steht allerdings entgegen, daß sich der Rundlauf des Motors im Leerlauf beim Betrieb mit Frühzündung verschlechtert. Gleiches gilt für die Schadstoffemission im Leerlauf. Durch den Einsatz einer elektronischen Zündanlage ist eine Lösung möglich, die die Vorteile des Fliehkraftverstellers nachbildet, seine nachteiligen Einflüsse jedoch vermeidet. Der Grundgedanke besteht dabei darin, den Motor während des Anlaßvorgangs und im Leerlauf mit Spätzündung zu betreiben, im Fahrbetrieb jedoch – auch bei kleinen Motordrehzahlen – auf Frühzündung umzuschalten. Zwischen Leerlauf und Fahrbetrieb kann in einfacher Weise dadurch unterschieden werden, daß die Stellung der Drosselklappen des Vergasers ausgewertet wird. Dabei geht man davon aus, daß Drosselklappe und Gaspedal während des eigentlichen Fahrbetriebs stets aus ihrer Ruhestellung ausgelenkt sind. Es ist also lediglich notwendig, einen entsprechenden Schalter so anzubringen, daß die Ruhestellung des Gaspedals erkannt wird. Eine Anordnung des Schalters direkt am Vergaser ist auch möglich, jedoch ist die Gefahr des Ausfalls der Anlage hierbei größer, da Schmutz, Nässe und hohe Temperatur verschleißfördernd wirken.

Bild 1.32 gibt den Stromlaufplan des Steuerteils einer Zündanlage wieder, die die oben beschriebene Funktion erfüllt. Die Eingangsschaltung mit den beiden *A 301* als Schwellwertschalter entspricht Bild 1.29. Bei der Auswertung der „Früh"- und „Spät"-Signale wird jedoch ein etwas anderer Weg beschritten. Die Hauptursache dafür resultiert aus der Forderung, daß durch die Umschaltung des Zündwinkels (die im Fahrbetrieb sehr häufig vorkommt) keine zusätzlichen Zündimpulse nicht definierter Winkellage ausgelöst werden dürfen. Bei der Schaltung nach Bild 1.29 ist das nicht auszuschließen. Die Schaltung nach Bild 1.32 garantiert, daß nur bei 2 definierten, durch die beiden Lichtschranken erfaßten Lagen der Kurbelwelle Zündvorgänge ausgelöst werden können, unabhängig vom Zeitpunkt der Erzeugung des Umschaltsignals. Schaltungstechnisch wird das erreicht, indem man die 4 Ausgangssignale der

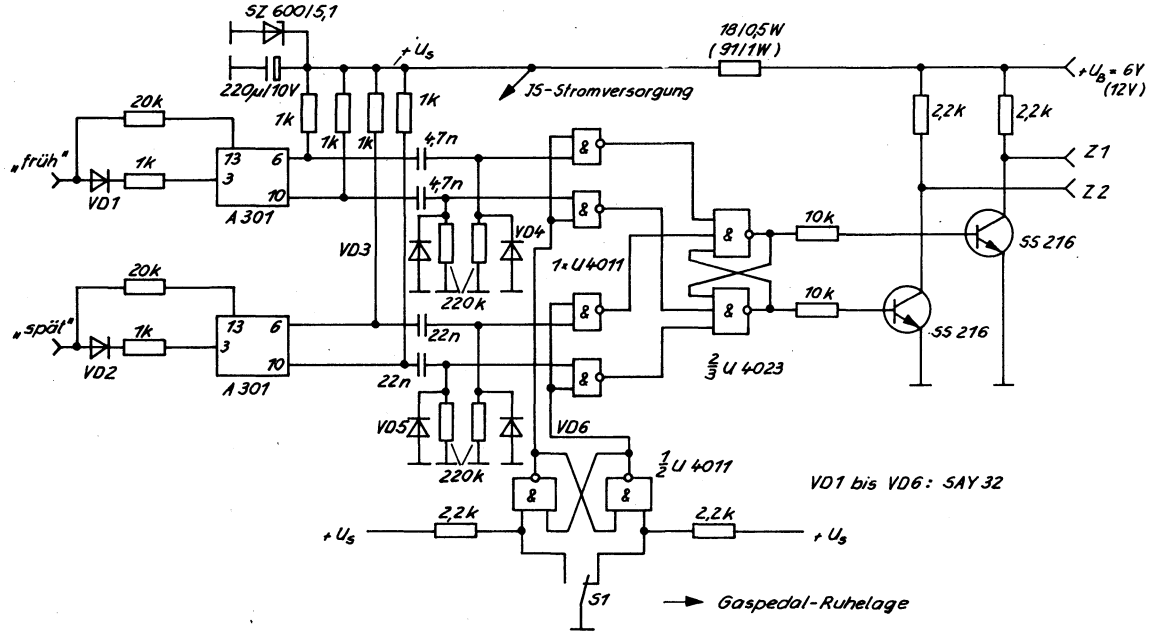


Bild 1.32 Zündwinkelsteuerschaltung mit Umschaltung des Zündwinkels durch die Drosselklappenstellung

beiden Schwellwertschalter Differenziergliedern zuführt. Beim Wechsel des logischen Zustands von L auf H an einem Schaltkreisausgang entsteht am Ausgang des zugehörigen Differenziergliedes ein positiver Nadelimpuls. Dagegen ist beim Zustandswechsel von H auf L ein negativer Nadelimpuls am Ausgang des Differenzierglieds nachweisbar, der aber durch eine Diode (VD3 bis VD6) auf −0,7 V begrenzt und damit wirkungslos wird. Die positiven Nadelimpulse gelangen jeweils auf einen Eingang eines 2fach-NAND-Gatters. Es handelt sich dabei um CMOS-Gatter *U4011*. Prinzipiell ist auch ein Aufbau mit TTL-Schaltkreisen möglich, jedoch muß dann anders dimensioniert werden.
Die verbleibenden Eingänge dieser Gatter sind so miteinander verbunden, daß wahlweise die „Früh"- oder die „Spät"-Nadelimpulse an den Gatterausgängen erscheinen. Für die Auswahl ist dabei der Schaltzustand des Entprell-Flip-Flop für den Gaspedalschalter und somit die Stellung des Gaspedals entscheidend.

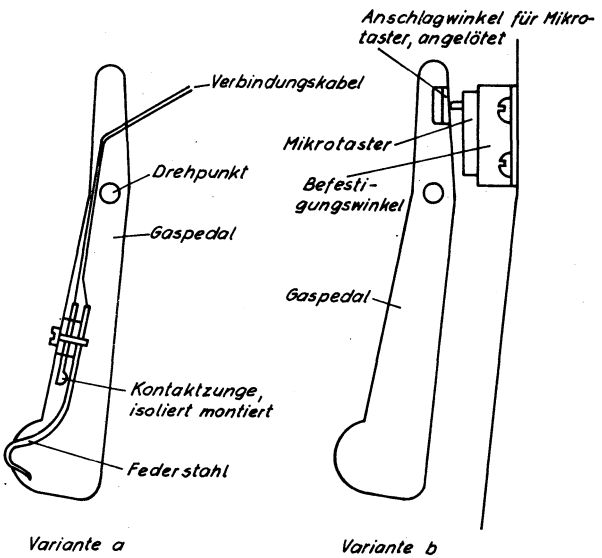


Bild 1.33 Anbringungsmöglichkeiten eines Schalters zur Steuerung der Schaltung nach Bild 1.32 am Gaspedal

An den Ausgängen der 4 NAND-Gatter erscheinen die Eingangsimpulse in negierter Form als kurze L-Impulse. Die nachfolgenden 3fach-NAND-Gatter *U4023* bilden ein RS-Flip-Flop mit 2 Setz- bzw. Rücksetzeingängen. Damit können an den beiden Flip-Flop-Ausgängen die zueinander negierten Zündimpulse abgenommen werden. Um eine sichere Ansteuerung der nachfolgenden Leistungsschaltstufen zu gewährleisten und eine Zerstörung der CMOS-Gatter durch falsche äußere Beschaltung auszuschließen, ist jedem Flip-Flop-Ausgang noch eine Transistorschaltstufe nachgesetzt.
Bild 1.33 zeigt schematisch 2 Varianten der Anbringung eines Schalters am Gaspedal.

1.7. Kontinuierliche Verstellung des Zündwinkels in Abhängigkeit vom Betriebszustand des Motors

Durch den Einsatz der Elektronik kann ohne mechanische Hilfsmittel eine kontinuierliche Verstellung des Zündwinkels vorgenommen werden. Damit läßt sich der Zündwinkel stets dem momentanen Betriebszustand des Motors nahezu optimal anpassen. Der durch die Unterbrecheranlage erzeugte Zündwinkel ist – wie bereits beschrieben – im eigentlichen Fahrbetrieb, d.h. oberhalb einer Motordrehzahl von etwa 1500 U/min konstant. Der vom Hersteller vorgegebene Wert von 24° vom OT ist dabei als günstiger Kompromiß zwischen Leistung, Wirtschaftlichkeit und Klingelneigung zu verstehen. Mit dem Begriff des *Klingelns* wird im allgemeinen ein Betriebszustand des Motors gekennzeichnet, bei dem die Verbrennung nicht normal abläuft. Erreicht das Klingeln eine bestimmte Intensität, so treten als Folgeerscheinung Motorschäden auf. Den meisten Kraftfahrern ist dieser Effekt und das damit verbundene typische Motorgeräusch bekannt. Eine Möglichkeit zur Beseitigung oder Verringerung des Klingelns (oder *Klopfens*) besteht in der Verstellung des Zündwinkels nach „spät".
Betrachtet man aber den ganzen Betriebsbereich des Motors, so ist festzustellen, daß auf diese Weise Nachteile in bezug auf Leistung, Beschleunigungsvermögen und Wirtschaftlichkeit entstehen. Der optimale Zündwinkel liegt in manchen Betriebsbereichen des Motors gegenüber der serienmäßigen Einstellung früher, während es andere Betriebszustände gibt, bei denen der Zündwinkel gegen-

über dieser Einstellung nach „spät" verlagert werden muß, wenn der Kraftstoffverbrauch optimal sein soll. Zur Darstellung der Verhältnisse eignet sich gut ein sogenanntes Zündkennfeld. Für den Motor *P65* des PKW *Trabant* ist dieses Kennfeld vereinfacht in Bild 1.34 dargestellt. Der jeweils optimale Zündwinkel wird dabei in Abhängigkeit von der Stellung der Vergaser-Drosselklappe (α_{DK}) und der Motordrehzahl (n) in einem zweidimensionalen Kennfeld dargestellt.

Aus dem gezeigten Kennfeld ist zu erkennen:

a) Mit steigender Motordrehzahl ist eine Verstellung des Zündwinkels in Richtung „früh" notwendig.
b) Mit größer werdender Drosselklappenöffnung wandert der optimale Zündwinkel in Richtung „spät".

Beide Einflußfaktoren überlagern sich, so daß die elektronische Nachbildung des Zündkennfelds einigen Aufwand erfordert. Vorteilhaft wirkt sich in diesem Fall für den Amateur aus, daß an die Genauigkeit des Zündwinkels bei Zweitaktmotoren keine zu hohen Anforderungen gestellt werden müssen.

Viertaktmotoren reagieren im allgemeinen stärker auf Veränderungen des Zündwinkels. Dem steht allerdings der Nachteil gegenüber, daß auch die erzielbaren Kraftstoffeinsparungen durch die Optimierung des Zündwinkels relativ klein sind. Das ist auch die

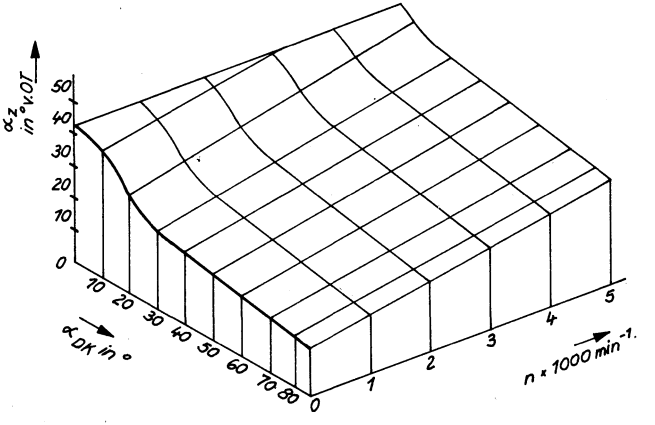


Bild 1.34 Zündkennfeld des Motors *P65* (stark vereinfacht)

Ursache dafür, daß bisher für Zweitaktmotoren ein konstanter Zündwinkel als ausreichend angesehen wurde. Künftig muß jedoch allen Möglichkeiten der Kraftstoffeinsparung verstärkte Aufmerksamkeit entgegengebracht werden. Das führt zu neuen mageren Vergaserkonzeptionen, und damit steigt die Bedeutung des Zündwinkels auch beim Zweitaktverfahren.

Allerdings sollte man nur dann mit entsprechenden Schaltungen experimentieren, wenn ein bestimmter Meßgerätepark vorhanden ist. Besonders wichtig ist dabei ein Oszillograf. Auf einen Frequenzgenerator (Sinus oder Rechteck) mit einem Frequenzbereich von 10 Hz bis 10 kHz kann ebenfalls kaum verzichtet werden. Außerdem muß ein Vielfachmesser zur Verfügung stehen. Bei der praktischen Realisierung bieten sich im wesentlichen 2 Lösungsmöglichkeiten an, für die nachfolgend je 1 Schaltungsbeispiel vorgestellt wird.

Die einfachere Variante besteht darin, lediglich die sogenannte Vollastkennlinie nachzubilden. Durch Betrachtung des Zündkennfelds ist ersichtlich, daß im Fall der maximalen Drosselklappenöffnung (entspricht Vollast) lediglich eine drehzahlabhängige Verschiebung des Zündwinkels in Richtung „früh" vorgenommen werden muß, wobei sich der Verstellbereich von 15° vom OT bis etwa 30° vom OT erstreckt.

Aus dem Kennfeld kann man weiterhin ersehen, daß auch bei kleineren Drosselklappenöffnungen bis hin zu $\alpha_{DK} = 30°$ kein nennenswerter Einfluß der Drosselklappenstellung auf den optimalen Zündwinkel zu verzeichnen ist, womit die rein drehzahlabhängige Verstellung eine gewisse Berechtigung hat. Erst bei Drosselklappenöffnungen von weniger als 25° läßt sich ein starker Einfluß der Drosselklappenstellung auf den optimalen Zündwinkel erkennen.

Beim Betrieb des Fahrzeugs mit einer solchen elektronischen Zündanlage, aber ohne veränderte Gemischaufbereitung ist eine Kraftstoffverbrauchssenkung nicht zu erwarten. Der positive Effekt besteht vielmehr darin, daß das *Klingeln* bzw. *Klopfen* bei mittleren Motordrehzahlen nicht mehr auftritt, weil der Zündwinkel bei diesen Drehzahlen gegenüber der serienmäßigen Einstellung um einige Grad nach „spät" verschoben wird; und außerdem führt die Frühzündung bei Höchstdrehzahl (etwa 30° vom OT) zu einer spürbar besseren „Drehfreudigkeit" des Motors.

Die zweite, im Vergleich aufwendigere Variante realisiert sowohl die drehzahlabhängige als auch die lastabhängige Verstellung, in-

dem ein entsprechender Geber am Vergaser angebracht ist, der die Drosselklappenstellung erfaßt. Mit einer derartigen Anlage ist es möglich, das Zündkennfeld nach Bild 1.34 in guter Näherung zu erreichen. Der Vorteil gegenüber der rein drehzahlabhängigen Verstellung des Zündwinkels besteht in einer Kraftstoffeinsparung bei kleinen Drosselklappenöffnungen, wie sie im Stadt- und Kurzstreckenverkehr häufig vorkommen. Bei Geschwindigkeiten zwischen 40 und 50 km/h im 4. Gang kann auf ebener Strecke mit einer Verbrauchsreduzierung von 4 bis 5 % gerechnet werden, wenn ein Zündwinkel von etwa 40° vom OT eingestellt wird.
Nach der allgemeinen Einschätzung der zu erwartenden Effekte sollen praktisch erprobte Schaltungsvorgänge zur kontinuierlichen Verstellung des Zündwinkels erläutert werden.

1.7.1. Drehzahlabhängige Verstellung

Bild 1.35 zeigt eine nachbausichere Schaltung zur drehzahlabhängigen Verstellung des Zündwinkels.
Die Informationsverarbeitung der mit TTL-Schaltkreisen aufgebauten Schaltung wird binär vorgenommen. Neben einem Minimum an Einzelbauelementen erfordert diese Schaltung bei der Inbetriebnahme kaum Justieraufwand.
Die Signale der Lichtschranken, die in diesem Fall im Winkelabstand von 36° zueinander angeordnet sind, werden mit den beiden Schwellwertschaltern D1 und D2 getriggert. Damit stehen für die Weiterverarbeitung die bekannten 4 Signale Z1f, Z2f, Z1s und Z2s zur Verfügung (s. auch Bild 1.29). Die NAND-Gatter D31, D32 und D33 realisieren eine Exclusiv-ODER-Funktion, d.h., am Ausgang von D33 steht nur dann H-Pegel, wenn sich die Schaltzustände beider Schwellwertschalter voneinander unterscheiden. Das ist aber nur der Fall, solange sich eine Kante der rotierenden Sektorscheibe des Gebersystems innerhalb des Winkelbereichs befindet, der durch die beiden Lichtschranken begrenzt wird. Da sich die Verstellung des Zündwinkels nur innerhalb dieses Bereichs vollziehen kann, wird das Ausgangssignal von D33 im folgenden mit „VB" (*Verstellbereich*) bezeichnet. Bild 1.36 zeigt den Verlauf des VB-Signals in Abhängigkeit vom Kurbelwinkel. Auf Grund der mechanischen Anordnung der Lichtschranken beträgt die Länge des Zustands VB = H36°, während die anschließende L-

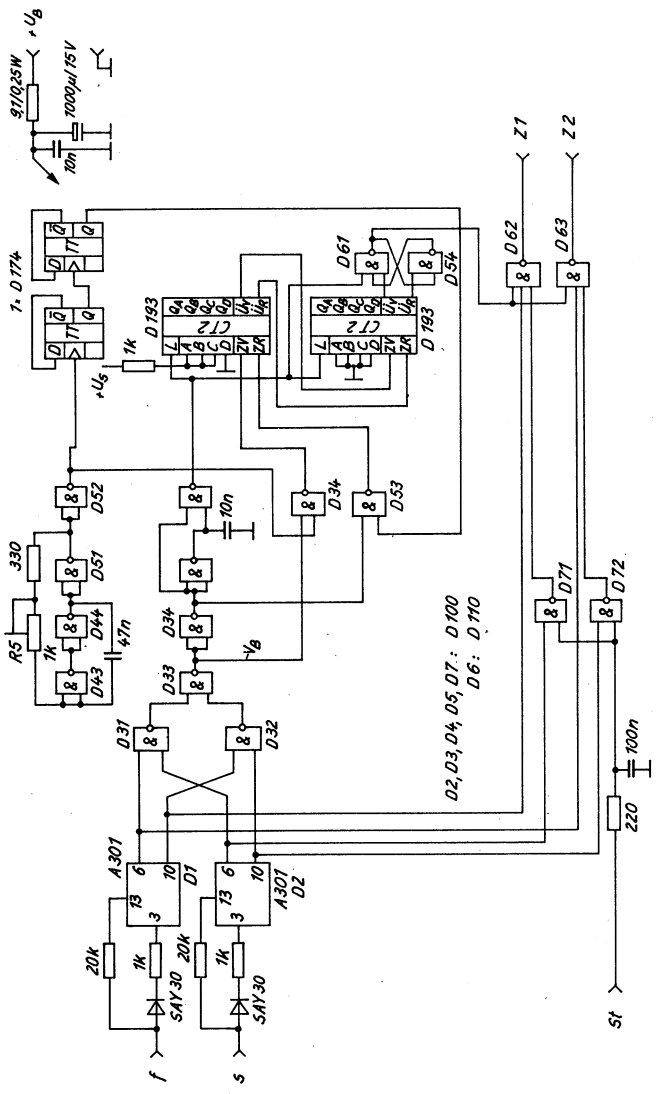


Bild 1.35 Schaltung zur drehzahlabhängigen Verstellung des Zündwinkels

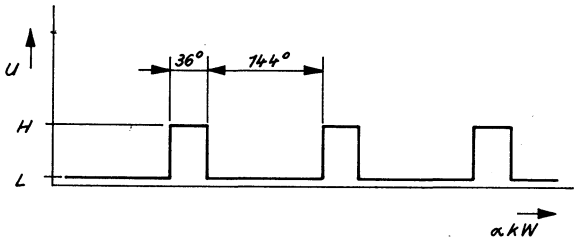


Bild 1.36 Spannungsverlauf des VB-Signals in Abhängigkeit vom Kurbelwinkel

Phase einen Winkel von 144° einnimmt. Das VB-Signal steuert im wesentlichen die Zählrichtung eines 8-Bit-Vor-Rückwärtszählers, bestehend aus 2 Schaltkreisen *D193*.
Die auf den Takteingang gelangenden Impulse haben eine konstante Folgefrequenz. Damit ist der Zählerstand am Ende der L-Phase des VB-Signals abhängig von der Motordrehzahl. Je kleiner diese Drehzahl, desto größer wird die Zeit, die die Kurbelwelle benötigt, um sich um 144° zu verdrehen. Der Zählerstand ist somit ein Maß für die Umlaufdauer der Kurbelwelle. Sobald VB H-Zustand einnimmt, wird die Zählrichtung auf „Vorwärts" umgeschaltet. Die Impulsfolgefrequenz der Taktimpulse bleibt dabei ebenfalls konstant und ist genau um den Faktor 4 größer als die Impulsfolgefrequenz der Taktimpulse bei Rückwärtszählung. Dieses Frequenzverhältnis von 4 : 1 resultiert aus dem Verhältnis der beiden Zustände des VB-Signals, das ebenfalls 144° : 36° = 4 beträgt.
Der astabile Multivibrator mit den Gattern D43, D44 und D51 erzeugt die Taktfrequenz. Die Frequenzteilung für den Takteingang „rückwärts" wird mit 2 D-Flip-Flop vorgenommen, die mit einem Schaltkreis *D174* realisiert werden.
Die Taktfrequenz beträgt etwa 10 kHz und ist mit R5 variabel. Interessant ist, wie bei der Schaltung eine drehzahlabhängige Zündwinkelverstellung erreicht wird. Wie bereits erläutert, wird die Drehzahlinformation durch Rückwärtszählen im 144°-Bereich (VB = L) gewonnen. Der Zählvorgang beginnt jedoch nicht bei 0, sondern bei einem bestimmten, fest programmierten Zählerstand. Da eine Zählung von Taktimpulsen fester Folgefrequenz vorgenommen wird, entspricht jeder Zählerstand einer bestimmten Zeit, vom Beginn der Zählung aus gerechnet. Setzt man den Zähler nun auf einen bestimmten Wert vor, wenn die Messung beginnt,

so wird die ausgegebene Durchlaufzeit der Kurbelwelle um den programmierten Wert kürzer als die tatsächliche Durchlaufzeit.
Da innerhalb des sich anschließenden Verstellbereichs wieder vorwärts gezählt wird, ist der Zählerstand 0 schon entsprechend früher erreicht.
Die Zeit, die die Kurbelwelle benötigt, um sich vom Zündzeitpunkt bis zum oberen Totpunkt zu verdrehen, ist bei dieser Schaltung konstant. Sie ist im folgenden als *Zündzeitkonstante* τ_z definiert. Dabei ergibt sich τ_z durch Programmieren der Ladeeingänge des Zählers und Festlegen der Taktfrequenz nach folgender Beziehung:

$$\tau_z = \frac{1}{f_{cl}} \cdot K;$$

τ_z – Zündzeitkonstante, f_{cl} – Taktfrequenz, K – an den Ladeeingängen programmierte Zahl.
Für den Zündwinkel erhält man dann:

$$\alpha_z = \frac{\tau_z}{T} \cdot 360°;$$

α_z – Zündwinkel, T – Umlaufdauer der Kurbelwelle.
Nach der Beziehung $T = \frac{1}{f_{KW}}$ umgeformt, läßt sich schreiben:

$$\alpha_z = \tau_z \cdot f_{KW} \cdot 360°;$$

f_{KW} – Kurbelfrequenz.
Im Bereich der Kfz-Technik ist die Angabe der Drehzahl in Umdrehungen je Minute gebräuchlich. Die entsprechend zugeschnittene Größengleichung heißt dann:

$$\alpha_z = \tau_z \cdot \frac{n}{60} \cdot 360°;$$

n – Motordrehzahl in U/min.
In Bild 1.37 ist der Zählerstand als Funktion der Zeit dargestellt. Deutlich erkennbar ist die Verstellung des Zündwinkels in Richtung „früh" bei der höheren Drehzahl.
In der mathematischen Beziehung für den Zündwinkel werden die Beeinflussungsmöglichkeiten der Verstellfunktion sichtbar. Es ist möglich, entweder die Taktfrequenz oder die Bitkombination an den Ladeeingängen des Zählers zu ändern. In beiden Fällen wird der Anstieg der Verstellfunktion beeinflußt. In der vorliegenden Schaltung wird von der ersten Varianten Gebrauch gemacht. *R*5 ist

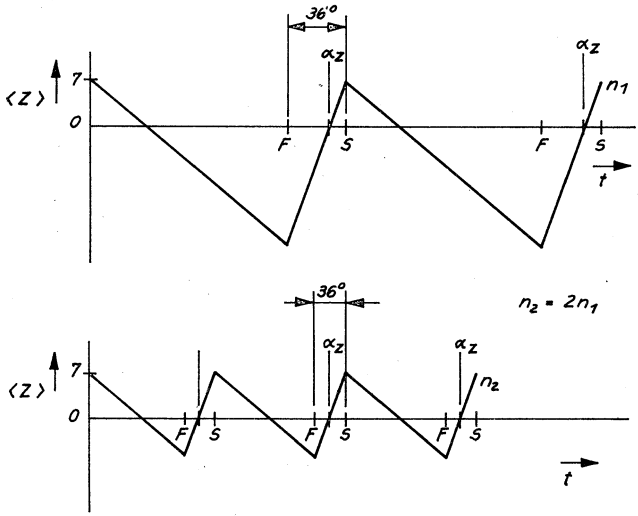


Bild 1.37 Zählerstand als Funktion der Zeit bei der Schaltung nach Bild 1.35

deshalb als Einstellregler ausgeführt. Die eigentliche Verstelleinheit besteht aus Taktgenerator, Frequenzteiler und Zähler. Damit der Zähler am Beginn des 144°-Bereichs auf die an den Ladeeingängen programmierte Dualzahl voreingestellt wird, ist ein kurzer L-Impuls am Übernahmeeingang der Zählerschaltkreise (pin11) erforderlich. Diesen Impuls erzeugen D41 und D42 im Moment der H-L-Flanke des VB-Signals.

Der Zündimpuls wird durch das „Vorwärts"-Übertragsignal vom Zähler gebildet. Die Verlängerung dieses nur eine Taktperiode langen Signals bewirkt das RS-Flip-Flop D54/D61. Es wird durch das „Vorwärts"-Übertragsignal gesetzt und mit dem „Rückwärts"-Übertragsignal zurückgesetzt. Auf die Ausgangsgatter D62 und D63 gelangt an jeweils einen Eingang das Flip-Flop-Ausgangssignal, dessen Rückflanke den Zündzeitpunkt kennzeichnet. Zum anderen sind die „Früh"-Signale vom Schwellwertschalter auf den zweiten Eingang beider Gatter geschaltet. Damit wird einerseits die Unterscheidung beider Zylinder erreicht und andererseits die Verstellung des Zündwinkels in Richtung „früh" begrenzt. Die Zündung wird somit auch dann aufrechterhalten, wenn die maxi-

male Frühzündung feststellbar ist und die Drehzahl trotzdem noch ansteigt. Der verbleibende dritte Eingang der Gatter D62 und D63 ist über D71 bzw. D72 mit dem jeweiligen „Spät"-Signal des Schwellwertschalters verbunden. Während der Anlaßphase liegt am Eingang St (Klemme 50, Magnetschalter) H-Pegel an, und die „Spät"-Signale werden auf die Ausgangsgatter durchgeschaltet. Die Zündwinkelverstellung ist damit außer Betrieb.

In Bild 1.38 ist die Verstellfunktion für den Zündwinkel bei unterschiedlichen Taktfrequenzen dargestellt. In allen Fällen wurde an den Dateneingängen des Zählers K = 7 programmiert, entsprechend dem Stromlaufplan.

Durch die Bezeichnung der Y-Achse mit „$\alpha_z + \alpha_{zs}$" wird die Darstellung unabhängig von der Grundjustierung des Gebersystems, die in gewohnter Weise durch Verdrehen der Grundplatte vorgenommen werden kann. Mit der Angabe von α_{zs} wird der Winkel zwischen „Spät"-Lichtschranke und oberem Totpunkt (OT) erfaßt. Zusammenfassend läßt sich eine Variation der Verstellfunktion und damit eine Anpassung der Steuerung auf den jeweiligen Motor durch 2 Maßnahmen erreichen:

a) Verdrehung der Grundplatte des Gebersystems zur Verstellung des Anfangswerts bei der Drehzahl 0.
b) Veränderung der Taktfrequenz und damit Veränderung des Anstiegs der Verstellfunktion in Abhängigkeit von n.

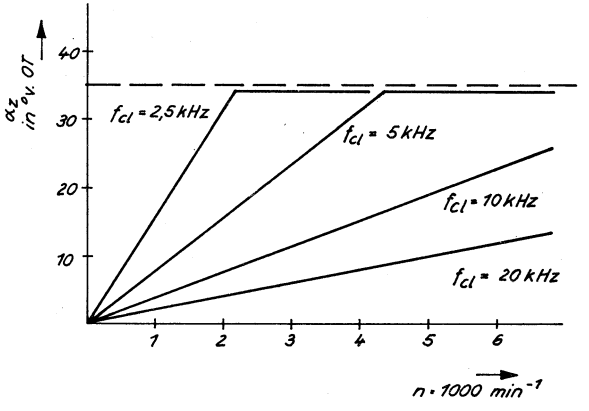


Bild 1.38 Verstellfunktion des Zündwinkels bei unterschiedlichen Taktfrequenzen bei der Schaltung nach Bild 1.35

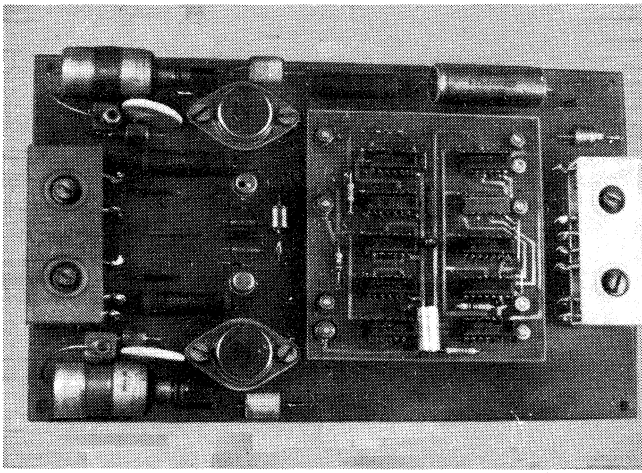


Bild 1.39 Aufbaubeispiel einer Transistorzündanlage mit der Steuerschaltung nach Bild 1.35

Zur Erzielung der Vollastkennlinie nach Bild 1.34 muß die Grundplatte des Gebersystems auf $\alpha_{zs} \approx 10°$ vom OT justiert werden. Dazu wird die Verbindung zwischen Klemme 50 am Zugmagneten des Anlassers und Eingang St der Steuerelektronik aufgetrennt und St mit der Bordspannung verbunden. Die Einstellung von α_{zs} kann dann in gewohnter Weise mit Meßuhr und Prüflampe oder Stroboskop vorgenommen werden.
Bild 1.39 zeigt die komplette Zündanlage nach Bild 1.35. Die an die Ausgänge Z1 und Z2 angeschlossenen Leistungsschaltstufen entsprechen der Schaltugn nach Bild 1.30. Sämtlichee Verbindungsleitungen sind über handelsübliche Flachsteckverbinder angeschlossen.

1.7.1.1. Probleme der Stromversorgung von TTL-Schaltkreisen am 6-V-Bordnetz

Soll die zulässige, minimale Betriebsspannung von 4,75 V für TTL-Schaltkreise unter allen Bedingungen eingehalten werden, so ist ein Transverter erforderlich, da die Bordspannung während der Anlaßphase bis auf etwa 4 V zusammenbrechen kann. Eine we-

sentlich einfachere Möglichkeit ergibt sich, wenn davon ausgegangen wird, daß die TTL-Gatter un die Schaltkreise *A 301* bis zu einer Betriebsspannung von 3,5 V einwandfrei arbeiten, vorausgesetzt, es werden keinerlei Anforderungen an das dynamische Verhalten (z. B. maximale Schaltfrequenz) gestellt, so wie es im beschriebenen Anwendungsbeispiel der Fall ist. Die höher integrierten Schaltkreise *D 193* und *D 174* sind erst ab etwa 4,5 V betriebsfähig. Diese Bauelemente sind jedoch – wie bereits beschrieben – während des Anlassens nicht aktiv, so daß die gesamte Anlage bis zu einer minimalen Bordspannung von 3,5 V funktionstüchtig ist. Schwankt die Bordspannung zwischen 5,8 und 7,3 V, so ändert sich in der Schaltung nach Bild 1.35 die Versorgungsspannung der TTL-Schaltkreise von 4,8 auf 5,4 V, womit die vom Hersteller vorgegebenen Grenzwerte im Fahrbetrieb nicht überschritten werden [14].
Bei Fahrzeugen mit 12-V-Bordnetz liegen die Verhältnisse günstiger. Eine Stabilisierung der Versorgungsspannung mit Z-Diode bereitet dann keine Probleme.
Auch ein integrierter Festspannungsregler vom Typ *MA 7805* kann unter diesem Aspekt vorteilhaft eingesetzt werden. Bild 1.40 zeigt die Schaltung der TTL-Stromversorgung mit diesem Schaltkreis [15].

1.7.2. Drehzahl- und lastabhängige Verstellung

Prinzipiell kann mit der Schaltung nach Bild 1.35 auch eine lastabhängige Verstellung vorgenommen werden, indem beispielsweise der Wert des frequenzbestimmenden Widerstands vom Taktgenerator durch die Drosselklappenstellung verändert wird. Ein entsprechendes Potentiometer müßte zu diesem Zweck mit der Drosselklappenwelle des Vergasers verbunden werden. Der Haupt-

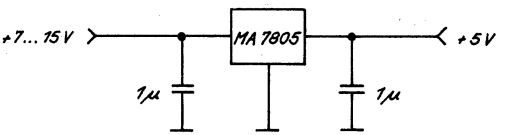


Bild 1.40 Einsatz des Festspannungsreglers *MA 7805* für die Stromversorgung von TTL-IS am 12-V-Bordnetz

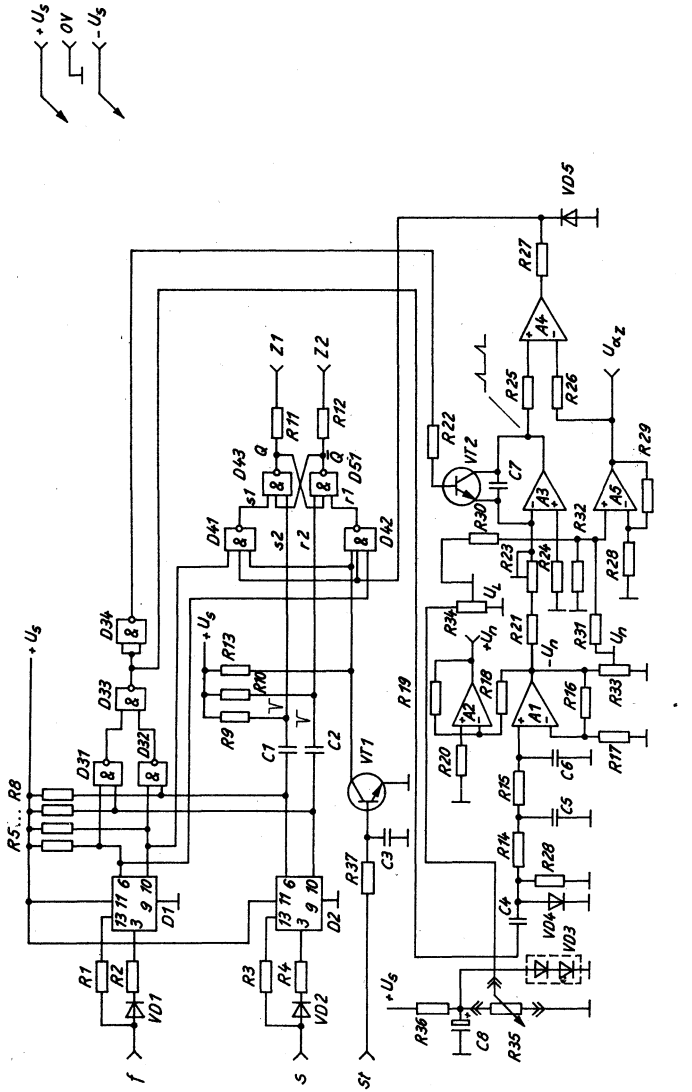


Bild 1.41 Steuerschaltung zur drehzahl- und lastabhängigen Verstellung des Zündwinkels

Schaltteilliste zur Schaltung nach Bild 1.41

Benennung	Typ bzw. Wert	Bemerkung
*R*1	20 kΩ/0,1 W	
*R*2	1 kΩ/0,1 W	
*R*3	20 kΩ/0,1 W	
*R*4	1 kΩ/0,1 W	
*R*5 bis *R*8	10 kΩ/0,1 W	
*R*9, *R*10	20 kΩ/0,1 W	
*R*11, *R*12	1 kΩ/0,1 W	
*R*13	10 kΩ/0,1 W	
*R*14, *R*15	110 kΩ/0,1 W	
*R*16	1 MΩ/0,1 W	
*R*17	110 kΩ/0,1 W	
*R*18, *R*19, *R*20	10 kΩ/0,1 W	
*R*21	5 kΩ/0,1 W	
*R*23	25 kΩ/0,1 W	Einstellregler
*R*24	25 kΩ/0,1 W	
*R*25, *R*26	10 kΩ/0,1 W	
*R*27	470 kΩ/0,1 W	
*R*28	2,2 kΩ/0,1 W	
*R*29	22 kΩ/0,1 W	
*R*30	22 kΩ/0,1 W	
*R*31	22 kΩ/0,1 W	
*R*32	2,2 kΩ/0,1 W	
*R*33	5 kΩ/0,1 W	Einstellregler
*R*34	5 kΩ/0,1 W	Einstellregler
*R*35	1 kΩ/1 W	Potentiometer
*R*36	1 kΩ/0,5 W	
*C*1, *C*2	22 nF	Scheibenkondensator
*C*3	0,47 μF	MP-Kondensator
*C*4	22 nF	Styroflex
*C*5, *C*6	0,4 μF	MP-Kondensator
*C*7	22 nF	Styroflex
*C*8	470 μF/10 V	Elektrolytkondensator
VD1, VD2	SAY 30	
VD3	SAL 41	
VD4, VD5	SAY 30	
D1, D2	A 301 D	
D3	U 4011	
D4, D5	U 4023	
A1 bis A5	MAA 741	oder $2\frac{1}{2}$ B 2765 (Doppel-OV)
VT1, VT2	SS 216 D	

nachteil dieser Variante besteht darin, daß die Zusammenhänge zwischen Drehzahl, Drosselklappenstellung und Zündwinkel wenig anschaulich sind und eine Inbetriebnahme bzw. Justierung mit der normalerweise zur Verfügung stehenden Meßtechnik kaum noch gelingt.
Aus diesem Grund wird bei der Schaltung nach Bild 1.41 ein anderer Weg beschritten. Das Grundprinzip besteht in der linearen Umsetzung einer Steuergleichspannung in einen definierten Zündwinkel. Damit ergibt sich die Möglichkeit, den Zündwinkel durch Messung der Steuergleichspannung zu bestimmen. Da es auf einfache Weise auch möglich ist, die Steuerspannung aus mehreren Komponenten zusammenzusetzen oder nichtlineare Spannungsverläufe zu erzeugen, bietet sich die Schaltung nach Bild 1.41 als Standardlösung für die Steuerung des Zündwinkels in Abhängigkeit von mehreren Einflußfaktoren an. Beispielsweise wäre außer der Drosselklappenstellung und der Drehzahl auch die Motortemperatur noch zu berücksichtigen, wenn der optimale Zündwinkel auch in der Warmlaufphase eingehalten werden soll. Für den interessierten Amateur sind damit noch Erweiterungsmöglichkeiten offen, die aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht näher erläutert werden.
Für die nachfolgende Schaltungsbeschreibung ist es sinnvoll, eine Aufgliederung in die Komplexe *Verknüpfungslogik* und *Verstelleinheit* vorzunehmen.

1.7.2.1. Verknüpfungslogik

Die Verarbeitung der Lichtschrankensignale mit den Schwellwertschaltern D1 und D2 ist hinreichend bekannt. Auch die Erzeugung des VB-Signals mit D31, D32 und D33 entspricht der Schaltung nach Bild 1.35. Allerdings kommen in diesem Fall durchweg CMOS-Gatter zur Anwendung, so daß die offenen Kollektorausgänge der beiden *A 301* mit den Widerständen *R*5 bis *R*8 beschaltet werden müssen, damit immer ein definiertes Potential an den Gattereingängen vorhanden ist.
Die Ausgänge Z1 und Z2 der Steuerelektronik sind identisch mit den Ausgängen Q und $\overline{Q}$ des Flip-Flop D43/D51.
Die Gatter D41 und D42 bedingen, daß das Ausgangssignal der Verstelleinheit (A1 bis A5) niemals gleichzeitig am Setzeingang s1

und am Rücksetzeingang r1 des Flip-Flop wirksam wird. Dazu sind die „Früh"-Signale an den Ausgängen von D1 mit jeweils einem Gattereingang von D41 bzw. D42 verbunden. Der dritte Eingang beider Gatter führt H-Pegel, wenn der Anlasser außer Betrieb ist. Für die Erkennung des Startvorgangs wird in bekannter Weise am Eingang „St" der Steuerelektronik die Spannung am Zugmagneten des Anlassers (Kl. 50) ausgewertet. In diesem Fall steuert VT1 durch, womit die am Kollektor angeschlossenen Gattereingänge L-Zustand einnehmen. Das entspricht einer Sperrung von D41 und D42. Das Flip-Flop kann damit nicht mehr über s1 und r1 gekippt werden, sondern nur noch über s2 und r2. Die entsprechenden Eingänge erhalten kurze L-Impulse am Ende des Verstellbereichs. Die mit *C*1 und *C*2 aufgebauten Differenzierglieder sind zu diesem Zweck an die Ausgänge des Schwellwertschalters D2 der „Spät"-Lichtschranke angeschlossen.
Durch die beschriebenen logischen Verknüpfungen erreicht man, daß

- während des Anlaßvorgangs die Verstelleinheit außer Betrieb gesetzt wird. Der Zündwinkel wird in diesem Fall nur durch die „Spät"-Lichtschranke festgelegt;
- am Ende des Verstellbereichs das Flip-Flop umschaltet, auch wenn die Verstelleinheit kein Ausgangssignal abgibt;
- ein Aussetzen der Zündung auch dann nicht eintritt, wenn die Steuerspannung an der Verstelleinheit den zulässigen Bereich über- bzw. unterschreitet.

1.7.2.2. Verstelleinheit

Die grundsätzliche Funktion der Verstelleinheit besteht darin, die Winkelstellung der Kurbelwelle innerhalb des Verstellbereichs in eine proportionale Spannung umzusetzen. In der Schaltung nach Bild 1.41 erreicht man das, indem der Anstieg der Ausgangsspannung des Integrators A3 in Abhängigkeit von der Drehzahl so verändert wird, daß diese einen konstanten Spitzenwert am Ende des Verstellbereichs aufweist. Damit die Ausgangsspannung des Integrators am Beginn des Verstellbereichs 0 V beträgt, wird der Integrationskondensator *C*7 kurzgeschlossen, solange VB = L ist. VT2 erhält in diesem Fall Basisstrom über *R*22.
Durch das Differenzierglied *R*28, *C*4, VD4 wird in Verbindung mit

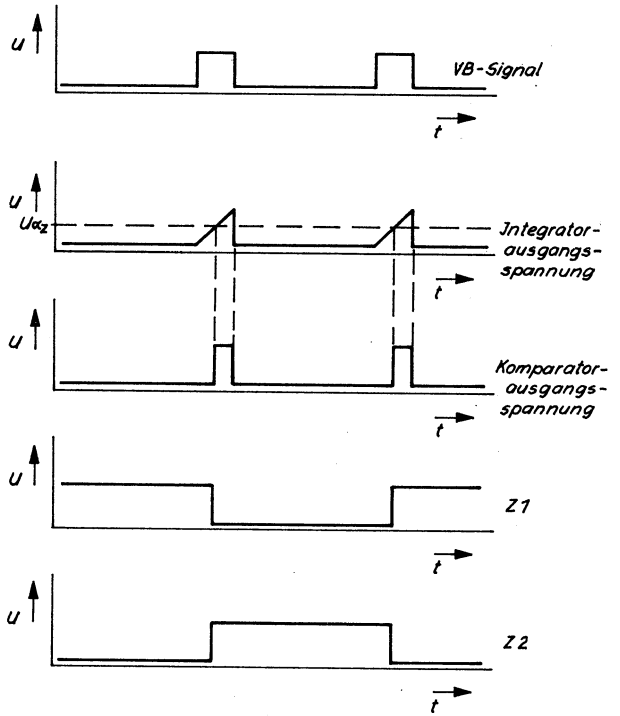


Bild 1.42 Spannungsverläufe bei der Schaltung nach Bild 1.41

der nachfolgenden Glättungsschaltung *R*14, *C*5, *R*15 und *C*6 eine drehzahlproportionale Spannung durch Auswertung der Frequenz des VB-Signals erzeugt. Diese Spannung wird mit A1 verstärkt und über *R*21, *R*23 in einen drehzahlproportionalen Integrationsstrom umgesetzt.

Damit sich der Anstieg der Integratorausgangsspannung mit steigender Drehzahl vergrößert, muß die drehzahlproportionale Spannung ein negatives Vorzeichen haben. Ursache dafür ist die Einspeisung des Integrationsstroms am invertierenden Eingang von A3. Die Polung von VD4 muß man daher besonders beachten.

Um die drehzahlproportionale Spannung auch für Anzeigezwecke (Drehzahlmesser) nutzen zu können, ist ein Inverter A2, d.h. ein

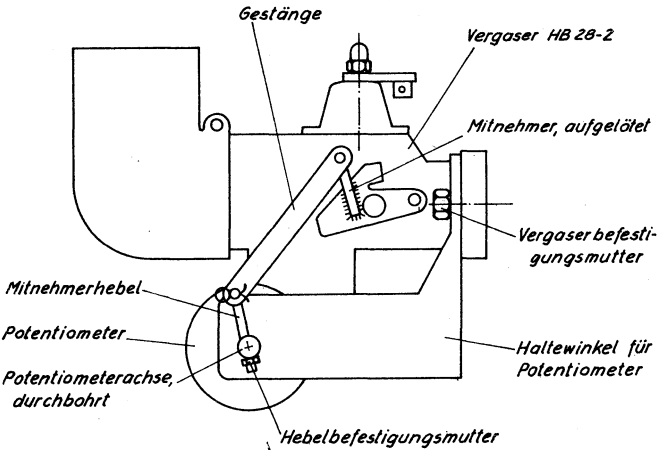


Bild 1.43 Anbringung eines Potentiometers zur Erfassung der Drosselklappenstellung am Vergaser *28 HB 2*

Verstärker mit dem Übertragungsfaktor -1 vorgesehen. Bei Bedarf kann der Verstärkungsfaktor von A2 auch anders gewählt werden.

Der dem Integrator nachgeschaltete Komparator A4 vergleicht die Ausgangsspannung von A3 mit der Steuerspannung $u_{\alpha z}$, die sich aus den Komponenten $-u_n$ (drehzahlabhängige Verschiebung des Zündwinkels nach „früh") und u_L (lastabhängige Verschiebung in Abhängigkeit von der Drosselklappenstellung nach „spät") zusammengesetzt. Damit $u_{\alpha z}$ für Meßzwecke niederohmig und rückwirkungsfrei abgegriffen werden kann, ist ein weiterer Operationsverstärker A5 vorgesehen. Am nichtinvertierenden Eingang von A5 werden beide Spannungen summiert.

Dazu muß $R32$ niederohmig gegenüber $R30$ und $R31$ sein, womit zwangsläufig eine Spannungsteilung in Kauf genommen wird. Zum Ausgleich wird die Spannungsverstärkung von A5 durch die Dimensionierung von $R28$ und $R29$ auf $v = 11$ festgelegt.

Mit $R33$ und $R34$ gleicht man die Verstelleinheit ab. Die Stellung der Drosselklappe wird mit $R35$ erfaßt. Im aufgebauten Muster wurde an dieser Stelle ein Drahtpotentiometer verwendet. Die Übertragung der Bewegung der Drosselklappenwelle auf die Potentiometerachse kann entsprechend Bild 1.43 durch ein Gestänge vorgenommen werden.

1.7.2.3. Stromversorgung von Operationsverstärkern am Kfz-Bordnetz

Operationsverstärker benötigen 2 Betriebsspannungen, von denen eine gegenüber Masse negativ sein muß. Diese Tatsache erschwert den Einsatz dieser für die Kfz-Elektronik sehr geeigneten Bauelemente. Sollen Fahrzeugmasse und Massepunkt der Elektronik auf gleichem Potential liegen, muß zur Erzeugung der negativen Spannung ein Transverter eingesetzt werden. Bild 1.44 zeigt eine Schaltung für diesen Zweck. Der verwendete Schaltkreis *A 210 D* arbeitet als Rechteckgenerator [16], [17].
An den Schaltkreisausgang sind 2 Gleichrichterschaltungen angeschlossen. Während die negative Spannung mit 2 in Reihe geschalteten Lumineszenzdioden auf etwa −3 V stabilisiert wird, erfüllt die zweite Gleichrichterschaltung den Zweck, eine positive Spannung auf die Bordspannung aufzustocken. Damit stehen am Eingang der nachfolgenden Stabilisierungsschaltung für die positive Versorgungsspannung von etwa 6 V minimal 10 V zur Verfügung.
Eine andere Möglichkeit der Stromversorgung ist in Bild 1.45 dargestellt. Das Massepotential der Elektronik ist gegenüber der Fahrzeugmasse angehoben. Die negative Betriebsspannung der Operationsverstärker entspricht dem Spannungsabfall über dem Vorwiderstand der Z-Diode, während die positive Betriebsspannung durch die Z-Spannung bestimmt wird. Die Veränderungen der „negativen" Betriebsspannung infolge von Bordspannungsschwankungen können auf Grund der großen Gleichtaktunterdrückung von Operationsverstärkern ohne Nachteil in Kauf genommen werden. Diese Variante der Stromversorgung kommt besonders für Operationsverstärker in Frage, deren untere Betriebsspannungsgrenze sehr niedrig liegt, z. B. *B 761* bzw. *B 2761* [5].

1.7.3. Funktionsgenerator zur Simulation des optoelektronischen Gebersystems nach Bild 1.25

Speziell für die Schaltungen mit kontinuierlicher Verstellung des Zündwinkels ist es notwendig, die Signale „F" (früh) und „S" (spät), die im Fahrbetrieb vom optoelektronischen Gebersystem auf die Eingänge der Steuerelektronik gelangen, durch einen Funktionsgenerator zu simulieren.

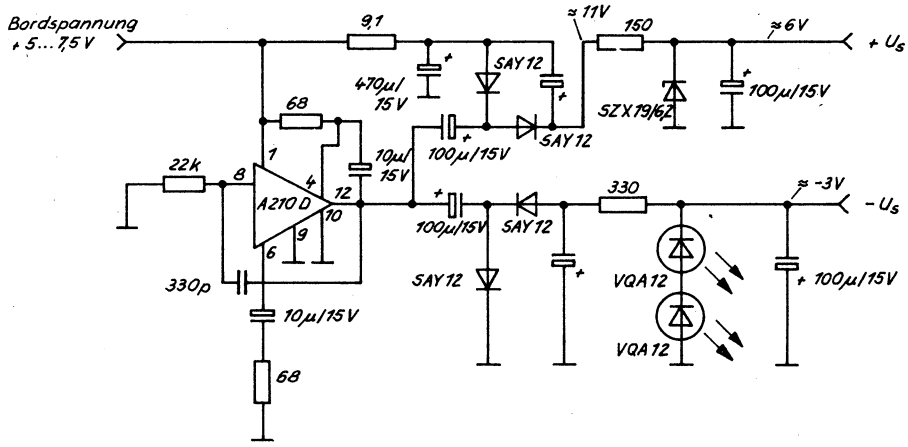


Bild 1.44 Transverter für die Stromversorgung von Operationsverstärkern bei 6-V-Bordspannung

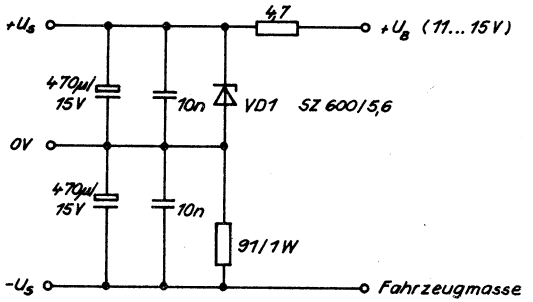


Bild 1.45 Stromversorgung von Operationsverstärkern am 12-V-Bordnetz

Ohne dieses Hilfsmittel ist es nahezu unmöglich, die entsprechenden Schaltungen zu überprüfen bzw. zu justieren. Bild 1.46 zeigt die Schaltung eines Funktionsgenerators für diesen Zweck.
Entsprechend dem mechanischen Aufbau des Gebersystems müssen die Ausgangssignale folgende Parameter aufweisen:

- Tastverhältnis 0,5, d. h. 180° „Hoch" – 180° „Tief",
- drehzahlunabhängige Phasenverschiebung 36° (entsprechend der Anordnung der Lichtschranken),
- variable Frequenz $10\,\text{Hz} \leqq f_{\text{out}} \leqq 100\,\text{Hz}$, entsprechend einer Drehzahlvariation zwischen 600 und 6000 U/min.

Die Schaltung nach Bild 1.46 arbeitet nach folgendem Prinzip: Ein Taktgenerator erzeugt eine Frequenz, die dem 10fachen der Frequenz der Ausgangssignale entspricht. Die Taktfrequenz gelangt auf den Eingang eines dekadischen Zählers. Der Zählumfang von „0" bis „9" wird dabei einer Verdrehung der Kurbelwelle von 360° gleichgesetzt. Demzufolge ist jeder Zählerstand 36° „lang". Durch Dekodierung der Zählerstände „0" und „5" werden Vorder- und Rückflanke des „F"-Signals festgelegt. Zur Bildung des „S"-Ausgangssignals werden die Zählerstände „1" und „6" herangezogen. Mit dieser Methode ist die Drehzahlunabhängigkeit von Tastverhältnis und Phasenverschiebung garantiert. Bild 1.47 verdeutlicht die Zusammenhänge.
Die Schaltung ist in TTL-Technik realisiert. Die Taktfrequenz f_{cl} zwischen 1 kHz und 100 Hz wird mit $R1$ eingestellt. Die Ausgänge des Zählers *D192* werden mit jeweils einem *D100*-Gatter negiert, so daß negierte und nichtnegierte Zählerausgänge zur Verfügung stehen. Die Zählerstände 0, 1, 5 und 6 werden mit je einem 4fach-

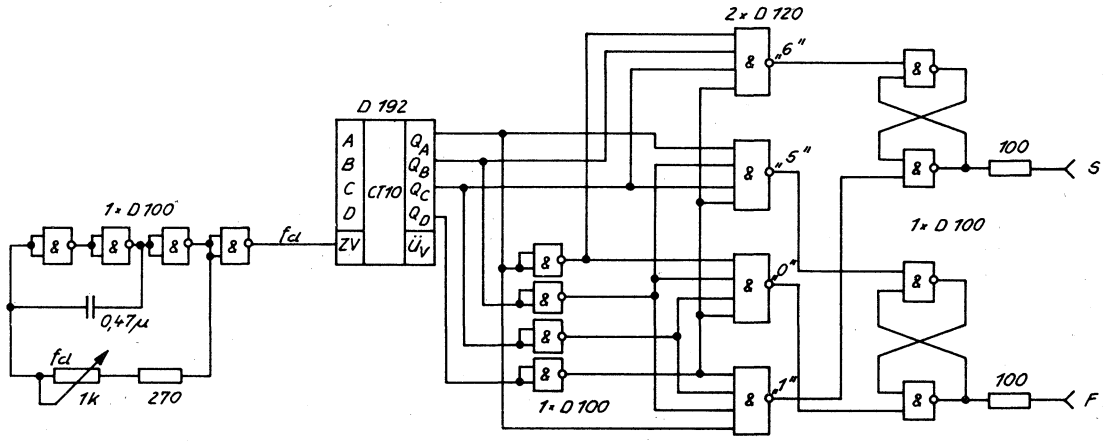


Bild 1.46 Funktionsgenerator zur Simulation des optoelektronischen Gebersystems nach Bild 1.25

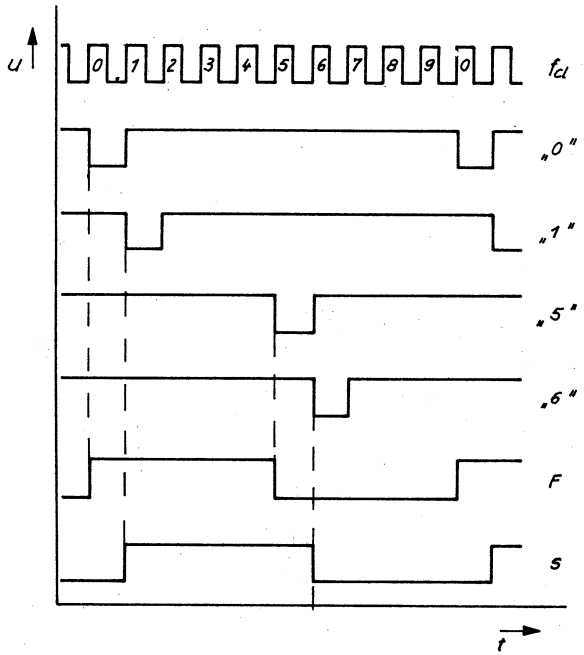


Bild 1.47 Spannungszeitverläufe bei der Schaltung nach Bild 1.46

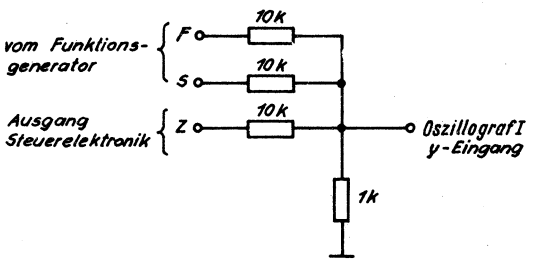


Bild 1.48 Funktionskontrolle der Schaltungen nach Bild 1.35 und Bild 1.41 mit dem Funktionsgenerator nach Bild 1.46 und einem Einstrahloszillografen

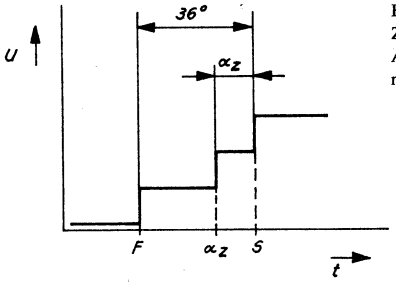


Bild 1.49
Zeitlicher Verlauf der Spannung bei Anwendung der Summierschaltung nach Bild 1.48

NAND *D 120* dekodiert. Das am Ausgang eines RS-Flip-Flop entnommene „F"-Signal wird beim Zählerstand „0" gesetzt und bei „5" zurückgesetzt. In analoger Weise wird das Flip-Flop für die Bildung des „S"-Signals durch die Zählerstände „1" und „6" gesteuert. Die Flip-Flop-Ausgänge können ohne weiteres direkt mit den entsprechenden *A 301*-Eingängen der zu überprüfenden Zündanlage verbunden werden.

Die Funktionskontrolle der Schaltungen nach Bild 1.35 und Bild 1.41 kann man mit dem beschriebenen Funktionsgenerator und einem Einstrahloszillografen durchführen, wenn die simulierten Gebersignale „früh" und „spät" sowie ein „Z"-Ausgangssignal der Steuerelektronik entsprechend Bild 1.48 summiert und auf dem Oszillografen dargestellt werden. Bild 1.49 zeigt das typische Oszillogramm des entstehenden Spannungsverlaufs. Bei entsprechender Zeitdehnung kann der Zündwinkel als Streckenverhältnis recht genau abgelesen werden. Eine wesentlich komfortablere Methode der Winkeldarstellung auf einem Oszillografen ist in [18] beschrieben.

2. Elektronische Schubabschaltung

Bisher wurden ausschließlich die Möglichkeiten des Elektronikeinsatzes bei der Zündanlage des *Otto*-Motors betrachtet. Es gibt jedoch noch andere elektronische Baugruppen, mit denen die Wirtschaftlichkeit und teilweise auch das Fahrverhalten eines damit ausgerüsteten Fahrzeugs positiv beeinflußt werden können.
Der Einbau einer elektronischen Schubabschaltung ist dabei besonders interessant, weil mit Sicherheit eine Kraftstoffeinsparung erreicht wird, deren Größe allerdings von mehreren Faktoren, wie z. B. Vergasereinstellung, Streckenprofil, Fahrweise, abhängt.
Da auch bei fehlerhaftem Aufbau oder Abgleich einer derartigen Anlage keine schädlichen Folgen für den Motor zu erwarten sind, eignen sich die nachfolgenden Schaltungen auch für den auf kfz-technischem Gebiet weniger versierten Amateur.
Die Wirkung der elektronischen Schubschaltung beruht darauf, daß der Motor normalerweise auch im Schiebebetrieb, z. B. bei

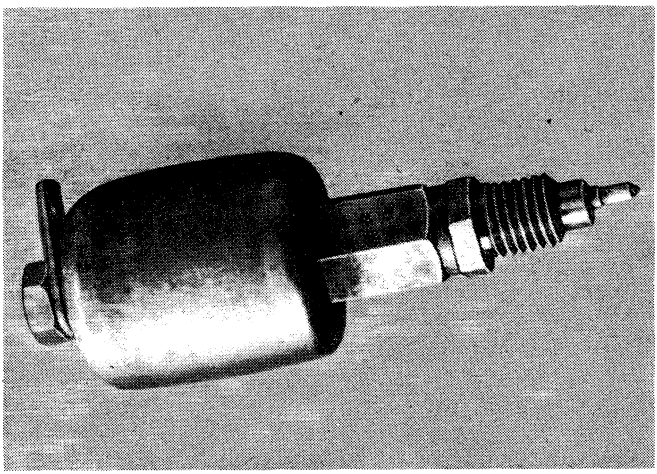


Bild 2.1 Elektrisch steuerbare Leerlaufkraftstoffdüse (Schnellstopdüse) des LKW *LO 3000*

Bergabfahrt, Kraftstoff verbraucht, obwohl kein „Gas gegeben" wird. Dieser Kraftstoff kann eingespart werden, wenn es gelingt, die Leerlaufkraftstoffzufuhr im Schiebebetrieb zu unterbrechen. Dazu ist es zunächst erforderlich, eine elektrisch steuerbare Leerlaufkraftstoffdüse am Vergaser anzubringen, die vom Ausgangssignal einer Auswerteelektronik angesteuert werden kann. Bei einigen Fahrzeugen (neuere *Skoda-* und *Lada*-Typen) ist eine entsprechende Leerlaufkraftstoffdüse bereits vorhanden, um ein „Nachlaufen" des Motors nach dem Abschalten der Zündung zu verhindern. Damit ist der Einbau einer elektronischen Schubabschaltung bei diesen Fahrzeugen besonders einfach. Bild 2.1 zeigt eine elektrisch steuerbare Leerlaufkraftstoffdüse (auch *Schnellstopdüse* genannt) aus DDR-Produktion. Der Einbau erfolgt serienmäßig beim LKW *Robur LO 3000*.

2.1. Praktische Ausführung der elektronischen Schubabschaltung für Viertaktmotoren

Bei Viertaktmotoren hat eine Absperrung des Kraftstoffs keinerlei Auswirkung auf die Schmierung des Motors. Damit sind im Vergleich zu Zweitaktmotoren einfachere Lösungen möglich. Bild 2.2 zeigt die Schaltung zur Steuerung der Leerlaufdüse bei Viertaktmotoren.

Die auch bei den nachfolgenden Schaltungen immer wiederkehrende Grundfunktion läßt sich folgendermaßen zusammenfassen: Die Leerlaufkraftstoffdüse wird geöffnet, wenn die Motordrehzahl niedriger als eine eingestellte Schaltdrehzahl ist oder wenn man das Gaspedal betätigt. Zur Realisierung einer definierten Schaltdrehzahl wird entsprechend Bild 2.2 folgender Weg beschritten:

Die Zündimpulse (Klemme 1 der Zündspule) werden mit $C1$ differenziert. Die Diode VD1 schließt negative Spannungsspitzen kurz, so daß VT1 durch einen kurzen, nadelförmigen Impuls im Zündmoment durchgesteuert wird. Damit entlädt sich $C2$ über die Kollektor-Emitter-Strecke dieses Transistors schlagartig. Die erneute Aufladung über $R3$ und $R4$ bewirkt einen Anstieg der Spannung an $C2$, bis er sich wiederum über VT1 entlädt. Die maximale Spannung an $C2$ ist abhängig von der Zündfolgefrequenz und damit von der Motordrehzahl. Mit steigender Drehzahl wird der zeitliche Abstand zweier aufeinanderfolgender Zündimpulse kleiner. Damit kann die maximale Spannung an $C2$ ebenfalls nur relativ

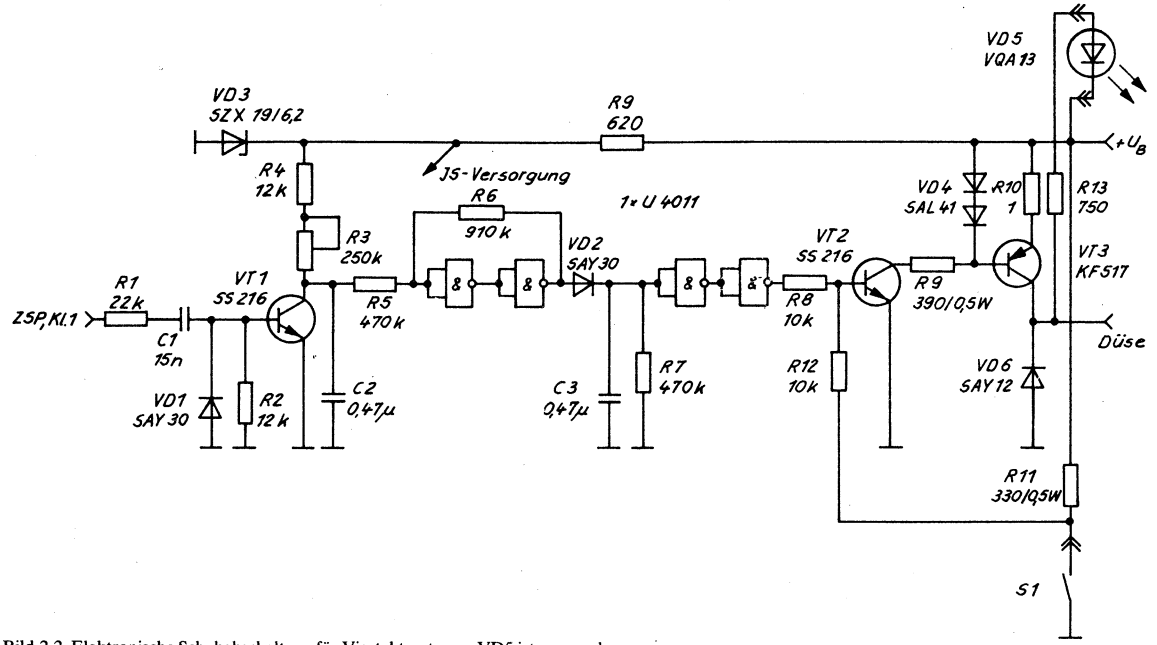


Bild 2.2 Elektronische Schubabschaltung für Viertaktmotoren; VD5 ist umzupolen

kleine Werte erreichen, bezogen auf eine entsprechend niedrige Drehzahl.

Dieser Zusammenhang wird ausgenutzt, indem an *C*2 ein Schwellwertschalter, bestehend aus 2 CMOS-NAND-Gattern, angeschlossen ist. Überschreitet die sägezahnförmige Spannung an *C*2 die Einschaltspannung dieses Schwellwertschalters, so gibt dieser für die Dauer der Überschreitung H-Signal am Ausgang ab. Die Zeitkonstante des nachfolgenden Halteglieds VD2/*R*7/*C*3 ist so gewählt, daß sich *C*3 zwischen 2 aufeinanderfolgenden Zündimpulsen nicht nennenswert entlädt. Die an *C*3 angeschlossenen restlichen 2 Gatter des Schaltkreises *U 4011* haben lediglich die Funktion eines Impedanzwandlers. Der Ausgang des letzten Gatters führt somit H-Pegel, wenn die Einschaltspannung des Schwellwertschalters überschritten wird. Dabei muß besonders hervorgehoben werden, daß dieses H-Signal betreits bei der ersten Umdre-

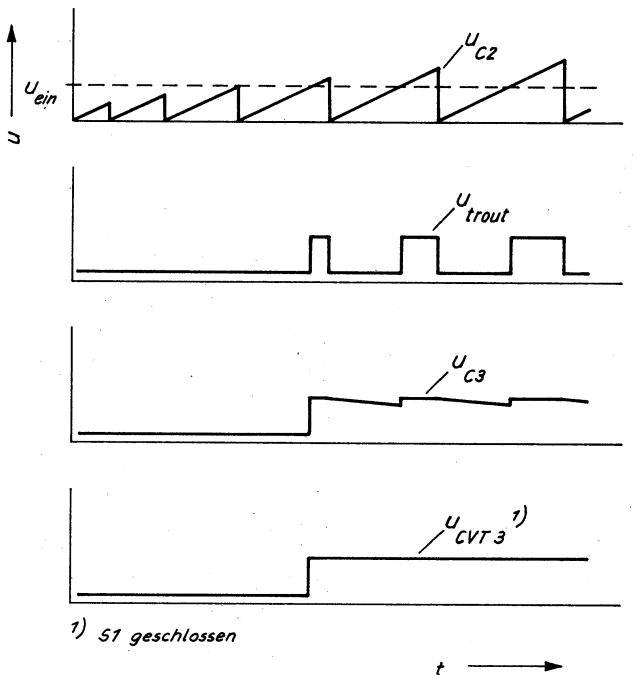


Bild 2.3 Spannungszeitverläufe zur Schaltung nach Bild 2.2

hung der Kurbelwelle, die langsamer als der eingestellte Schwellwert ist, auftritt. Damit wird die Schnellstopdüse beim Abtouren des Motors praktisch trägheitslos eingeschaltet, sobald die Schaltdrehzahl unterschritten ist. Die Einstellung der Schaltdrehzahl wird über eine Veränderung des Spannungsanstiegs an *C*2 vorgenommen. *R*3 ist deshalb als Einstellregler ausgeführt. In Bild 2.3 sind die beschriebenen Zusammenhänge nochmals an Hand von Spannungszeitdiagrammen dargestellt. Damit die eingestellte Schaltdrehzahl weitestgehend unabhängig von der Bordspannung ist, wird die Versorgungsspannung mit VD3 stabilisiert.

VT2 und VT3 bilden den Schaltverstärker für die Schnellstopdüse. An Stelle des Transistors *KF 517* kann auch ein Germaniumleistungstransistor *GD 170* o. ä. eingesetzt werden. Um im Fall eines Kurzschlusses an der Schnellstopdüse oder ihrer Zuleitung die sofortige Zerstörung von VT3 zu verhindern, ist eine Schutzschaltung mit VD4 und *R*10 vorgesehen.

Wenn infolge eines abnormal großen Kollektorstroms von VT3 der Spannungsabfall an *R*10 so groß wird, daß er zusammen mit der Basis-Emitter-Spannung die Schwellspannung von VD4 übersteigt, sperrt VT3. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein, so daß der Kollektorstrom bei der vorgegebenen Dimensionierung auf etwa 0,5 A begrenzt bleibt. Allerdings bietet diese einfache Schaltung nur einen Schutz für den Transistor, wenn der Kurzschluß innerhalb einiger Sekunden beseitigt oder die Betriebsspannung abgeschaltet wird. Anderenfalls führt die im Kurzschlußfall umgesetzte Verlustleistung von etwa $0{,}5\ \text{A} \cdot 12\ \text{V} = 6\ \text{W}$ zur thermischen Zerstörung von VT3. Der Gaspedal- oder Drosselklappenschalter S1 ist bei nicht betätigtem Gaspedal geschlossen. *R*11 liegt damit einseitig an Masse, und über *R*12 kann demzufolge kein Strom fließen. Bei Betätigung des Gaspedals öffnet S1, und der über *R*11 sowie *R*12 fließende Basisstrom steuert VT2 unabhängig vom Ausgangssignal des Drehzahlschwellwertschalters durch.

Auf diese Weise wird gesichert, daß die Schnellstopdüse bei betätigtem Gaspedal stets offen ist. Läßt man S1 weg, so sperrt die Schnellstopdüse oberhalb der Schaltdrehzahl den Leerlaufkraftstoff ab, auch wenn kein Schiebebetrieb vorliegt. Damit ergeben sich speziell im sogenannten Übergangsbereich, d. h. bei kleinen Drosselklappenöffnungen (wenig Gas) Probleme, da der Vergaser in diesem Bereich so abgestimmt ist, daß ohne den Leerlaufkraftstoffanteil die Funktion des Motors stark beeinträchtigt wird.

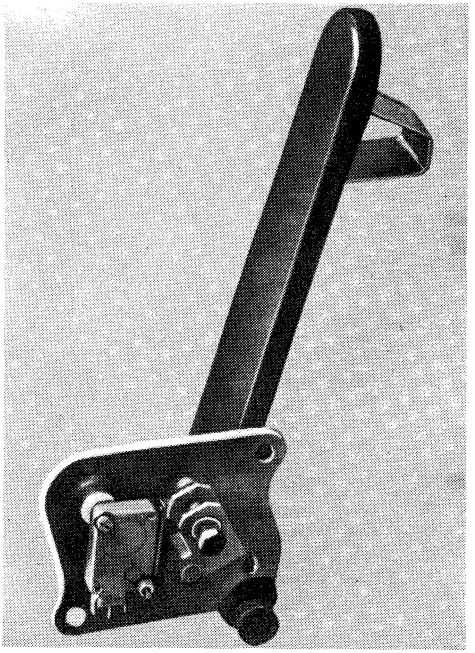


Bild 2.4 Beispiel für den Anbau eines Mikroschalters am Gaspedal *(Skoda MB 1000)*

Die Anbringung des Schalters ist wesentlich vom Fahrzeugtyp abhängig.
Grundsätzlich muß angestrebt werden, daß sich der Schaltvorgang im Bereich des Gaspedalspiels vollzieht. Die Düse ist damit bereits eingeschaltet, wenn die Drosselklappe des Vergasers aus der Leerlaufstellung ausgelenkt wird. Als Beispiel für die Anbringung des Schalters zeigt Bild 2.4 die praktisch realisierte Variante am Gaspedal der *Skoda*-Typen *MB 1000* bzw. *S 100*. Der verwendete Mikroschalter wird beispielsweise in Waschmaschinen eingesetzt und ist daher gegen Feuchtigkeit und Schmutzeinwirkung geschützt, was bei der Anwendung im Kfz als besonders wichtig erscheint.
Bild 2.5 zeigt in anschaulicher Form die Verbindungen zwischen Steuerelektronik, Gaspedalschalter, Zündanlage und Schnellstopdüse, wie sie für die Funktion der elektronischen Schubabschaltung – unabhängig vom Fahrzeugtyp – notwendig sind. Bisher noch nicht erwähnt wurde die Funktion der Lumineszenzdiode VD 5 in

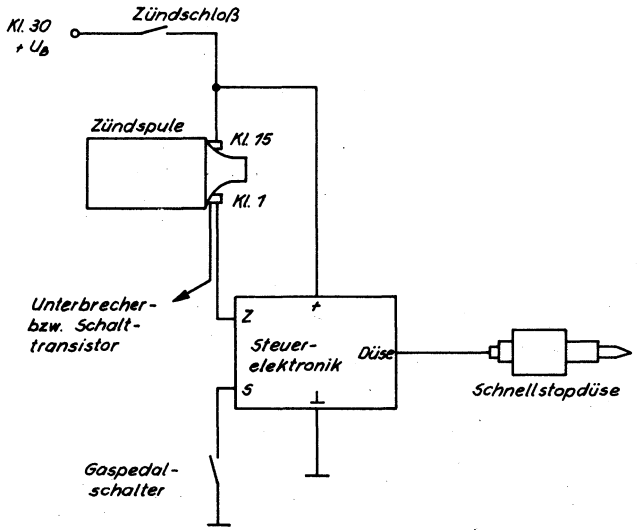


Bild 2.5 Verbindungen zwischen den einzelnen Baugruppen des Fahrzeugs und der Steuerelektronik für die elektronische Schubabschaltung (Übersichtsschaltplan)

der Schaltung nach Bild 2.2. Leuchtet diese im Sichtbereich des Fahrers angebrachten Diode auf, so wird der Fahrzustand „Schub" signalisiert. Damit kann die Fahrweise positiv beeinflußt werden, indem der Fahrer die Schubphase bewußt „ausfährt", anstatt erst viel Gas zu geben und anschließend stark zu bremsen.

Die mit einer elektronischen Schubabschaltung erzielbare Kraftstoffeinsparung ist außer von der Fahrweise auch stark vom Streckenprofil abhängig. Bei reiner Autobahnfahrt ist die Einsparung nahezu 0. Im gemischten Stadt- und Kurzstreckenverkehr kann mit Verbrauchssenkungen zwischen 4 und 6 % gerechnet werden. Im reinen Stadtverkehr läßt sich bis zu 10 % Kraftstoff einsparen [19].

Eine genaue Aussage zur Kraftstoffeinsparung ist nur in Abhängigkeit von der eingestellten Schaltdrehzahl möglich. Prinzipiell vergrößert sich die Einsparung, wenn die Schaltdrehzahl zu niedrigeren Werten hin verschoben wird, da der Zeitanteil der Abschaltung – bezogen auf die Gesamtfahrzeit – ansteigt. Der Verkleinerung der Schaltdrehzahl sind jedoch Grenzen gesetzt, da zwischen dem Einschalten der Düse und dem Wiedereinsetzen der Verbrennung des Kraftstoffs eine bestimmte Zeit vergeht, die u. a. auch ab-

hängig von der konstruktiven Ausführung des Motors ist. Da spätestens beim Erreichen der Leerlaufdrehzahl ein zündfähiges Kraftstoff-Luftgemisch vorhanden ist, muß die Schaltdrehzahl so hoch eingestellt werden, daß die Zeit, die beim Abtouren bis auf Leerlaufdrehzahl vergeht, für das sichere Wiedereinsetzen der Verbrennung ausreicht. Wird dieser Zusammenhang nicht beachtet und eine zu niedrige Schaltdrehzahl eingestellt, so kommt es zum häufigen Stillstand des Motors nach einer Schubphase. Eine Schaltdrehzahl von 1200 bis 1500 U/min stellt im Ergebnis zahlreicher Versuche mit unterschiedlichen Fahrzeugen das Optimum zwischen Kraftstoffeinsparung einerseits und Fahrverhalten andererseits dar.

Da die Zündfolgefrequenz bei einem Vierzylinder-Viertaktmotor der doppelten Kurbelfrequenz entspricht, muß $R3$ in der Schaltung nach Bild 2.2 so abgeglichen werden, daß die Düse bei 40 bis 50 Hz schaltet. Bei dieser Kontrolle muß der Schalter S1 geschlossen sein. Steht kein Rechteckgenerator für die Einstellung der Schaltdrehzahl zur Verfügung, so kann man die Netzfrequenz zur Eichung benutzen. Allerdings muß dazu die sinusförmige Spannung in eine Rechteckimpulsfolge umgewandelt werden. In Bild 2.6 ist eine einfache Schaltung für diesen Zweck angegeben. Der Ausgang des Schwellwertschalters wird zur Einstellung der Schaltdrehzahl mit dem Z-Eingang der Elektronik verbunden. Den Schleifer von $R3$ verdreht man dann bis zum Anschlag, so daß der volle Widerstand wirksam wird. Anschließend stellt man $R3$ so ein, daß die Düse gerade einschaltet. Damit ist der Abgleichvorgang beendet, die Schaltdrehzahl beträgt 1500 U/min. Die möglichen Abweichungen der Netzfrequenz vom Sollwert können in diesem Anwendungsfall vernachlässigt werden.

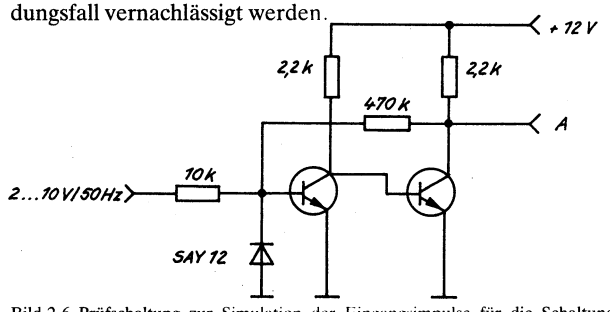


Bild 2.6 Prüfschaltung zur Simulation der Eingangsimpulse für die Schaltung nach Bild 2.2

2.2. Anwendung der elektronischen Schubabschaltung bei Zweitaktmotoren

Es ist naheliegend, die Möglichkeit der Kraftstoffeinsparung durch Einbau einer elektronischen Schubabschaltung auch für die Zweitakt-PKWs *Wartburg* und *Trabant* auszunutzen. Im Gegensatz zu Viertaktmotoren ergeben sich allerdings einige Probleme, die einen entsprechend größeren Aufwand für derartige Anlagen zur Folge haben.

Wichtig erscheint die Feststellung, daß die Schubabschaltung nicht zur Wirkung kommen kann, wenn Getriebegänge mit Freilauf eingelegt sind. Beim *P 601* betrifft das den 4. Gang. Der *Wartburg P 353* hat in allen Getriebegängen Freilauf, allerdings läßt sich dieser wahlweise sperren. Da aber erfahrungsgemäß von der Möglichkeit der Sperrung nur sehr wenig Gebrauch gemacht wird, beschränkt sich die sinnvolle Anwendung der elektronischen Schubabschaltung auf den *Trabant*. Neben der Kraftstoffeinsparung, die etwa zwischen 0,3 l/100 km und 0,6 l/100 km liegt, ergibt sich hier ein weiterer Vorteil, indem das sogenannte Schieberuckeln in den ersten 3 Gängen entfällt. Den auf diese Weise erreichten ruckfreien Schiebebetrieb empfindet man nicht nur als beträchtliche Steigerung des Fahrkomforts, sondern er schont auch die bewegten Teile von Motor, Getriebe und Antriebswellen, da die stoßartigen Beschleunigungsvorgänge infolge unregelmäßiger Verbrennung im Schiebebetrieb entfallen.

Dieses Betriebsverhalten des Motors läßt sich allerdings allein durch die Steuerung einer Leerlaufkraftstoffdüse nicht realisieren, sondern es muß zusätzlich die Luftzufuhr während des Schiebebetriebs unterbrochen werden, was man durch völliges Schließen der Drosselklappe mit einem geeigneten Elektromagneten erreichen kann.

Ein weiteres Problem ist die Schmierung des Motors im Schiebebetrieb. Bekanntlich arbeiten Zweitaktmotoren im allgemeinen mit Gemisch-Schmierung, d. h., das Schmieröl ist dem Kraftstoff beigemischt. Eine Abschaltung der Leerlaufkraftstoffdüse führt damit zwangsläufig auch dazu, daß kein Schmieröl mehr zugeführt wird.

In der nachfolgend beschriebenen Variante für den *Trabant P 601* wird daher folgender Weg beschritten: Am Beginn einer Schubphase werden Leerlaufkraftstoffdüse und Drosselklappe geschlos-

sen. Ist die Schubdauer kleiner als eine verwählbare Zeit von beispielsweise 10 s, werden Leerlaufdüse und Drosselklappe bei Bedienung des Gaspedals wieder geöffnet. Zum gleichen Effekt führt eine Unterschreitung der Schaltdrehzahl. Die Schaltung ist bis hierher weitestgehend identisch mit der Viertaktvariante. Erst bei länger andauerndem Schiebebetrieb (>10 s) tritt ein zusätzlicher Schaltungsteil in Funktion, der bewirkt, daß die Schnellstopdüse bis zur Beendigung der Schubphase intervallartig für einige Sekunden öffnet. Die Drosselklappe bleibt über die gesamte Schubdauer hinweg geschlossen, so daß auch bei geöffneter Düse keine Zündungen auftreten. Ein Wiedereinsetzen des „Schieberuckelns" entsprechend der Öffnungsdauer der Düse wird damit unterbunden, gleichzeitig jedoch die Schmierung des Motors gewährleistet. Durch die periodische Kraftstoffzufuhr während des Schiebebetriebs kommt es außerdem nicht zum völligen „Austrocknen" des Ansaugkanals, d. h., es bleibt stets ein bestimmter Kraftstoffilm erhalten, der zum stabilen Wiedereinsetzen des Motors am Ende der Schubphase beiträgt. Bild 2.7 zeigt den Stromlaufplan einer Anlage, die das oben beschriebene Wirkprinzip realisiert.

Der hohe schaltungstechnische Aufwand resultiert nicht nur aus den geforderten Schaltungsfunktionen, sondern auch aus der Tatsache, daß ausschließlich Schnellstopdüsen für 12-V-Bordspannung erhältlich sind. Ein Umwickeln der Spule ist zwar mit einigem Geschick möglich, jedoch befriedigt die Zuverlässigkeit derart umgebauter Düsen nicht. Vor allem der Ausbau des Spulenkörpers bereitet Schwierigkeiten, da der äußere Mantel der Düse am Ende aufgebörtelt werden muß. Nach dem Einsetzen des umgewickelten Spulenkörpers gelingt es meist nicht, den ursprünglichen Zustand wieder herzustellen. Die Folge sind Kontaktschwierigkeiten zwischen Flachsteckanschluß und Spule, da die elektrische Verbindung nur über eine Andruckplatte vorgenommen wird, die nach dem Umbau oft nicht mehr straff im Düsengehäuse sitzt. In der vorgeschlagenen Schaltung wird die Düse daher im Originalzustand belassen und die notwendige Versorgungsspannung von mindestens 10 V mit einem eisenlosen Transverter erzeugt. In diesen Teil der Schaltung arbeitet der NF-Leistungsvestärker *A 210 K* (A1) als Oszillator.

Am Ausgang der nachfolgenden Gleichrichterschaltung mit den Ge-Dioden VD 12 bis VD 15 kann im Leerlauf mit einer Spannung zwischen 6 und 8 V gerechnet werden. Die Versorgungsspannung

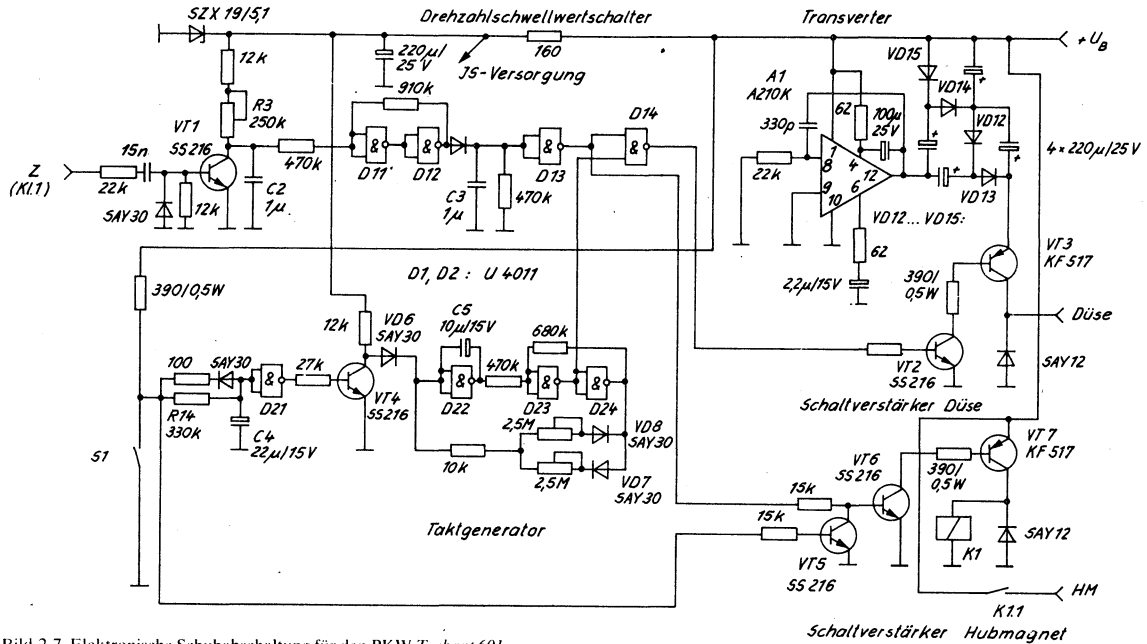


Bild 2.7 Elektronische Schubabschaltung für den PKW *Trabant 601*

für die Schnellstopdüse wird durch eine Aufstockung der Transverterausgangsspannung auf die Bordspannung gewonnen. Bei einer Bordspannung zwischen 5 und 7,2 V und einer Nennstromaufnahme von 250 mA schwankt die Spannung an der Düse von etwa 10 bis 13,5 V. In diesem Spannungsbereich ist ein sicheres Anziehen des Düsenankers gewährleistet. Werden Si-Gleichrichterdioden eingesetzt, lassen sich diese günstigen Werte nicht erreichen, da die relativ große Flußspannung dieser Bauelemente einen Spannungsabfall von etwa 1,5 V zur Folge hat, bezogen auf die Verwendung der im Stromlaufplan angegebenen Ge-Dioden.

Im Gegensatz zur beschriebenen Transverterschaltung kann die Funktion des Drehzahlschwellwertschalters mit VT1, den CMOS-Gattern D11 bis D14 *(U 4011)* und dem Schaltverstärker VT2, VT3 als bekannt vorausgesetzt werden. Die gegenüber der Viertaktvariante verdoppelten Kapazitätswerte von *C*2 und *C*3 resultieren daraus, daß die Zündfolgefrequenz an einer Zündspule des Zweizylinder-Zweitaktmotors nur halb so groß wie beim Vierzylinder-Viertaktmotor ist, wenn jeweils die gleiche Drehzahl vorausgesetzt wird. Ein Bereich der Schaltdrehzahl von 1200 bis 1500 min^{-1} entspricht demnach einem Frequenzbereich zwischen 20 und 25 Hz. Der Schaltverstärker VT6, VT7 steuert ein Kfz-Relais K1, dessen Arbeitskontakt K1.1 den Stromkreis für den Hubmagneten HM schließt, solange die Bedingungen des Schiebebetriebs vorliegen. Diese sind dann gegeben, wenn die Schaltdrehzahl überschritten ist und sich das Gaspedal in Ruhelage befindet. Dabei steht am Ausgang von D13 H-Signal, und VT5 sperrt, da S1 den Widerstand *R*11 gegen Masse kurzschließt und über *R*12 kein Basisstrom fließen kann. Bei Betätigung des Gaspedals öffnet S1, und VT5 steuert durch. VT6 und VT7 sperren demzufolge, und das Relais fällt ab. Durch diese Schaltung wird gesichert, daß der Hubmagnet ausschließlich während der Schubphase stromdurchflossen ist, wodurch dessen thermische Belastung vernachlässigt werden kann.

Der aus dem CMOS-Gatter D22 und dem Kondensator *C*5 bestehende Integrator bildet zusammen mit dem nachfolgenden Schwellwertschalter D23, D24 einen Rechteckgenerator mit einstellbarer Impuls- und Pausendauer. Damit sich beide Parameter nicht gegenseitig beeinflussen, sind die entsprechenden Einstellregler mit den Dioden VD7 bzw. VD8 entkoppelt. Durch die Beschaltung des zweiten Eingangs von D14 mit dem Ausgangssignal des Taktgenerators wird die intervallartige Öffnung der Schnell-

stopdüse bei länger andauerndem Schub realisiert. Die Dauer der Düsenöffnung entspricht dabei der Länge des L-Signals am Ausgang von D23. Für die ordnungsgemäße Funktion der Gesamtschaltung ist es wichtig, daß der Taktgenerator bei betätigtem Gaspedal gesperrt bleibt, am Beginn einer Schubphase anläuft und nach der voreingestellten Pausenzeit den ersten Öffnungsimpuls für die Düse abgibt. Im einfachsten Fall kann man das erreichen, indem der Schalter S1 direkt mit VD6 verbunden wird. Bei geöffnetem Schalter gelangt dann die Bordspannung auf den Eingang von D22, und der Taktgenerator ist gesperrt. Wenn S1 schließt, steigt die Ausgangsspannung an D22 langsam an, bis die Einschaltspannung des Schnellwertschalters erreicht ist. In diesem Moment schaltet D23 auf L-Pegel, und die Düse erhält Spannung. Gleichzeitig sinkt die Ausgangsspannung von D22 infolge der Rückkopplung über VD7 ab, bis die Ausschaltspannung des Schwellwertschalters unterschritten wird. Anschließend beginnt der Vorgang von neuem, sofern das Gaspedal nicht betätigt und der Taktgenerator damit über VD6 gesperrt wird. In der Schaltung nach Bild 2.7 ist zwischen S1 und VD6 noch zusätzlich eine Verzögerungsschaltung mit D21 und VT4 eingefügt. Damit erreicht man, daß der Taktgenerator erst sperrt, wenn das Gaspedal mindestens für die Dauer von 3 s betätigt wurde. Die Wichtigkeit dieses Schaltungsdetails soll nachstehende Überlegung verdeutlichen.

Durch entsprechende Einstellung des Taktgenerators soll die Düse bei länger andauerndem Schiebebetrieb für 6 s stromlos sein und anschließend für die Dauer von 3 s öffnen. Wird das Gaspedal nun kurz vor Ablauf der Pausendauer – z. B. nach 5 s – vom Fahrer kurzzeitig betätigt, sperrt der Taktgenerator sofort. Sobald S1 wieder geschlossen ist (s. auch Bild 1.33), beginnt die Taktimpulsfolge wieder mit einer Pausendauer von 6 s. Das bedeutet eine ungewollte Verlängerung der Pausendauer, so daß der Kraftstoff nicht periodisch zugeführt wird. Die Folge ist meist ein Stehenbleiben des Motors nach längeren Schubphasen. Durch die beschriebene Verzögerungsschaltung ist dieses „Überfahren" des Taktgenerators ausgeschlossen, da die Leerlaufdüse zwangsläufig für die Dauer von mindestens 3 s eingeschaltet war, bevor eine Pausenphase des Taktgenerators beginnen kann.

Die zeitbestimmenden Bauelemente der Verzögerungsschaltung sind $R14$ und $C4$. VD5 bewirkt in Verbindung mit dem Schutzwiderstand $R15$ eine schnelle Entladung von $V4$, sobald sich das Gas-

pedal in seiner Ruhelage befindet. Damit ist gewährleistet, daß beim nächsten Öffnen von S1 wieder die volle Verzögerungszeit für die Sperrung des Taktgenerators wirksam wird.

2.2.1. Anbau von Schnellstopdüse und Drosselklappenschließeinrichtung an den Vergaser *28 HB 3*

Zum Absperren des Leerlaufkraftstoffs wurde im aufgebauten Muster die Schnellstopdüse des LKW *LO 3000* eingesetzt. Der Einbau ist beim Vergaser *28 HB 3-1* äußerst einfach, da lediglich die Verschlußschraube der Leerlaufkraftstoffdüse entfernt werden muß, um die Schnellstopdüse einschrauben zu können. Bild 2.8 zeigt den Vergaser mit eingeschraubter Schnellstopdüse.
Bei der konstruktiven Ausführung der Drosselklappenschließeinrichtung wurde davon ausgegangen, daß am Vergaser selbst keine Veränderungen, wie z. B. Bohrungen, vorgenommen werden. Als Betätigungsorgan für die Schließung der Drosselklappe wurde der *Hycomat*-Hubmagnet eingesetzt. Bild 2.9 zeigt die gesamte Baugruppe. Im stromlosen Zustand ist die Drosselklappe bis auf Leerlaufstellung geöffnet. Bei einem Fehler in der Elektronik kann daher die elektrische Verbindung zum Hubmagneten aufgetrennt

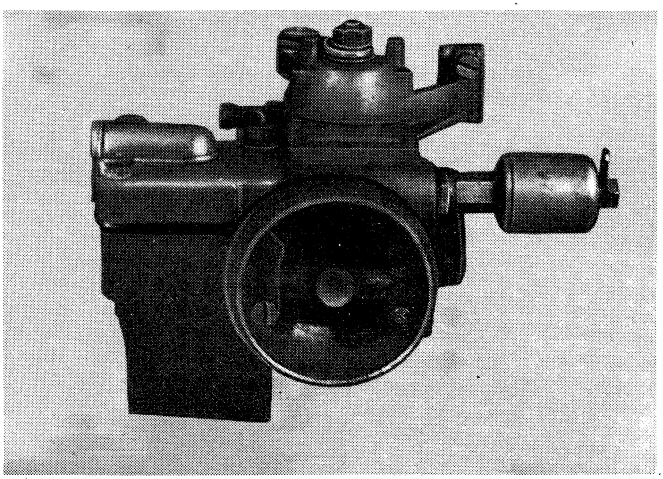


Bild 2.8 Vergaser *28 HB 3–1* mit eingeschraubter Schnellstopdüse

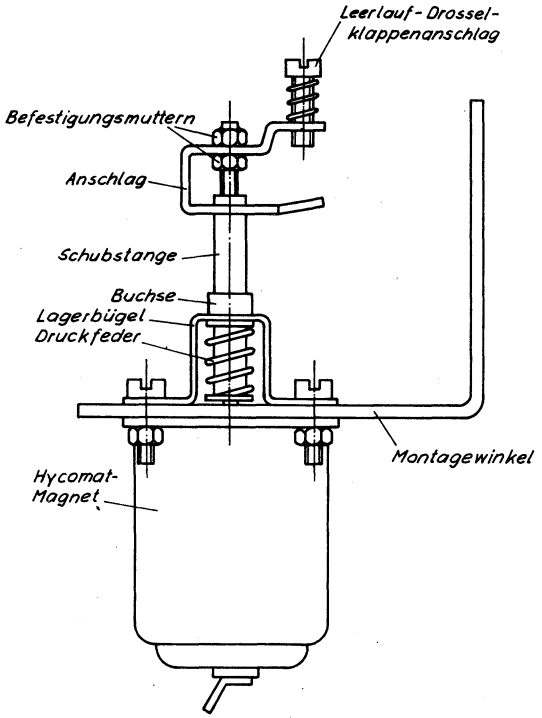


Bild 2.9 Drosselklappenschließeinrichtung mit *Hycomat*-Hubmagnet

werden. Im Schiebebetrieb bewegt sich der Anker des Elektromagneten etwa 5 mm nach oben und verschiebt den Anschlag für die Drosselklappe so weit, daß diese völlig schließt. Die gesamte Baugruppe ist an eine Trägerplatte montiert, die durch die Befestigungsmuttern des Vergasers fixiert wird. Die Einstellung des Droselklappenspalts im Leerlauf nimmt man durch Verschieben des Drosselklappenschlags vor. Dazu müssen die entsprechenden Muttern gelöst sein. In Bild 2.10 ist die fertig montierte und am Vergaser befestigte Baugruppe gezeigt. Die am Motor befindlichen Stehbolzen zur Vergaserbefestigung sind entsprechend Bild 2.10 durch Schrauben ersetzt. Um den Nachbau zu erleichtern, sind in Bild 2.11 die Einzelteile mit allen notwendigen Maßangaben dargestellt. Bevor die Baugruppe in das Fahrzeug eingebaut

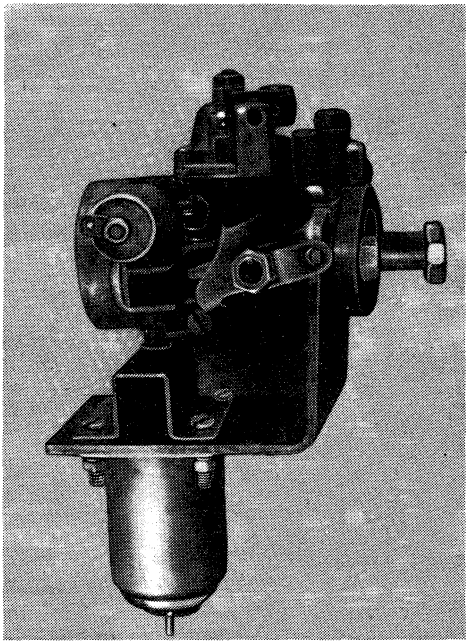
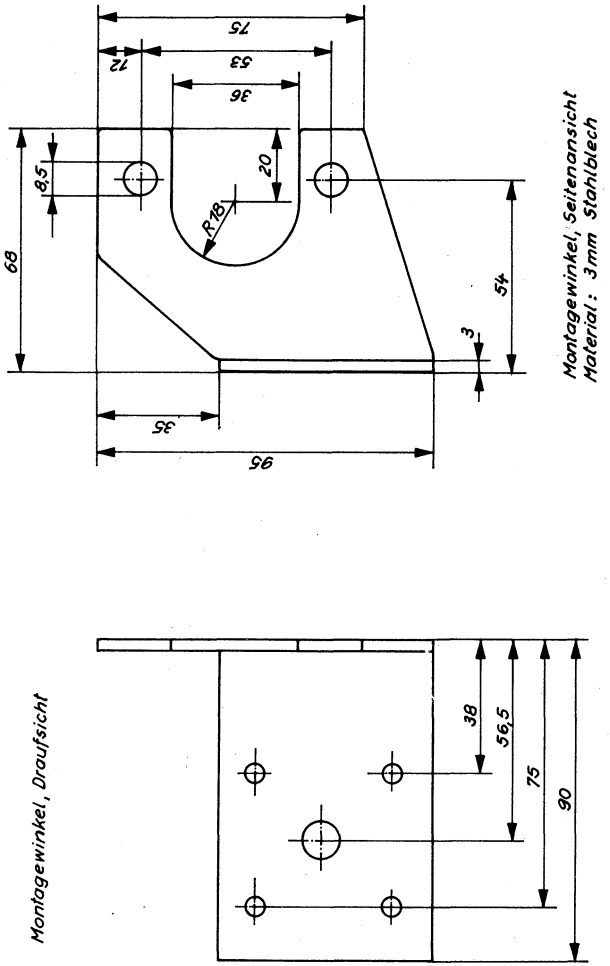
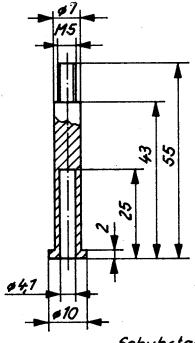


Bild 2.10 Drosselklappenschließeinrichtung nach Bild 2.9, am Vergaser *28 HB 3–1* montiert

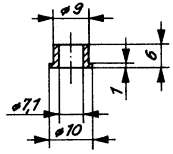
wird, sollte ihre ordnungsgemäße Funktion unbedingt im Zusammenspiel mit dem Vergaser überprüft werden. Zu diesem Zweck werden beide Teile entsprechend Bild 2.10 montiert. Die am Vergaser serienmäßig vorhandene Einstellschraube für den Drosselklappenanschlag wird entfernt. In der Gewindebohrung befestigt man das Führungsstück für den Drosselklappenanschlag. Dabei muß man beachten, daß die Befestigungsschraube nicht zu lang ist und damit das völlige Schließen der Drosselklappe verhindert. Im stromlosen Zustand kann die Leerlaufdrosselklappenöffnung grob voreingestellt werden. Dazu werden die beiden M5-Muttern für die Befestigung des Drosselklappenanschlags gelöst. Anschließend kann man die untere Mutter so verdrehen, daß die Drosselklappe etwa bis auf Leerlaufstellung geöffnet ist. Sollte die vorhandene Gewindelänge dazu nicht ausreichen, so muß der Drosselklappenanschlag etwas nachgebogen werden. Nach Abschluß der



Justierung wird die obere Befestigungsmutter leicht angezogen. Den Drosselklappenschlag im Schiebebetrieb kontrolliert man, indem der *Hycomat*-Magnet an ein Stromversorgungsgerät oder an die Fahrzeugbatterie angeschlossen wird.

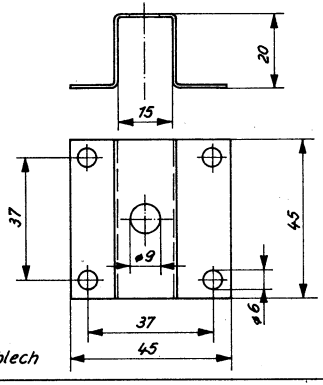


Schubstange
Material: Messing (rund)

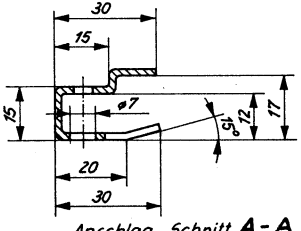


Buchse
Material: Rundstahl

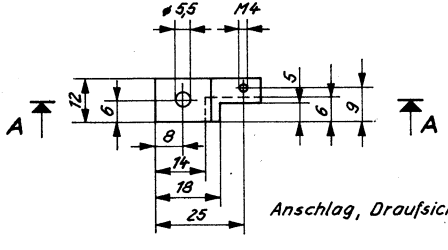
Schnittdarstellung



Lagerbügel
Material: 1mm-Stahlblech



Anschlag, Schnitt **A-A**
Material: 2mm-Stahlblech



Anschlag, Draufsicht

Bild 2.11
Einzelteile der Drosselklappenschließeinrichtung

Die Drosselklappe muß sich völlig schließen lassen und nach dem Ausschalten des Magneten wieder bis auf Leerlaufstellung öffnen. Nach Einbau von Vergaser und Drosselklappenschließeinrichtung in das Fahrzeug werden alle beschriebenen Arbeitsgänge wiederholt. Insbesondere ist meist noch eine Feinjustierung des Drosselklappenanschlags notwendig, um den ordnungsgemäßen Leerlauf des Motors zu gewährleisten.

2.2.2. Beseitigung des „Schieberuckelns" ohne Abschaltung des Leerlaufkraftstoffs

Wie bereits erläutert, führt der Einbau einer elektronischen Schubabschaltung beim PKW *Trabant* außer der damit verbundenen Kraftstoffeinsparung auch zum Wegfall des störenden „Schieberuckelns" in den ersten Gängen.
Der letztgenannte Effekt läßt sich aber auch ohne eine Abschaltung des Leerlaufkraftstoffs erreichen, wenn lediglich die Drosselklappe im Schiebebetrieb geschlossen wird. In diesem Fall erhält der Motor nicht mehr genügend Verbrennungsluft, und es treten dementsprechend keine Zündungen auf. Unabhängig davon wird über die Lehrlaufdüse weiterhin Kraftstoff angesaugt, so daß keine Verbrauchsreduzierung eintreten kann.
Diese Variante hat den Vorteil der Einfachheit. Es entfallen Schnellstopdüse, Transverterschaltung, Taktgenerator und einige logische Verknüpfungen.
Bei Verwendung der Drosselklappenschließeinrichtung nach Bild 2.10 sollte auf den Gaspedalschalter nicht verzichtet werden, da der Magnet andernfalls im Fahrbetrieb ständig eingeschaltet und nur im Schiebebetrieb stromlos ist.
Bild 2.12 zeigt eine mögliche Schaltungsvariante ohne CMOS-IS. Die Funktion des Drehzahlschwellwertschalters mit dem Schaltkreis *A 302* ist gegenüber der CMOS-Ausführung unverändert. Auch der Schaltverstärker VT2 bis VT4 zur Steuerung des Kfz-Relais weist keine Besonderheiten auf.
Die Schaltung nach Bild 2.12 sollte vorzugsweise dann aufgebaut werden, wenn später der Einsatz einer kompletten Schubabschaltung nach Bild 2.5 geplant ist. Drosselklappenschließeinrichtung und Gaspedalschalter sind dann bereits vorhanden.

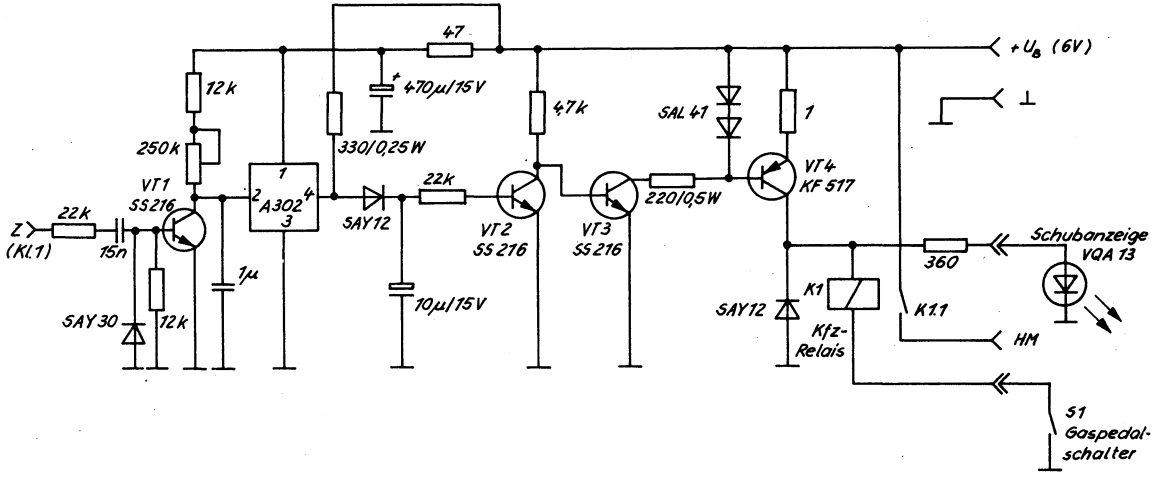


Bild 2.12 Steuerschaltung für die Schließung der Drosselklappe im Schiebebetrieb unter Verwendung der Schließeinrichtung nach Bild 2.9

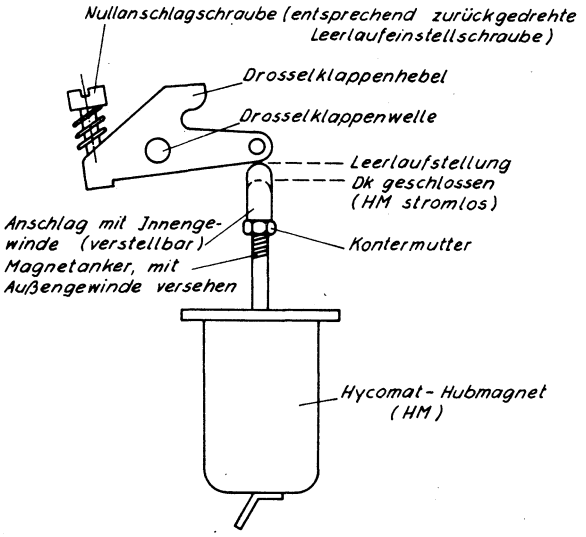


Bild 2.13 Prinzipieller Aufbau einer Drosselklappenschließeinrichtung mit stromlosem Hubmagneten oberhalb der Schaltdrehzahl

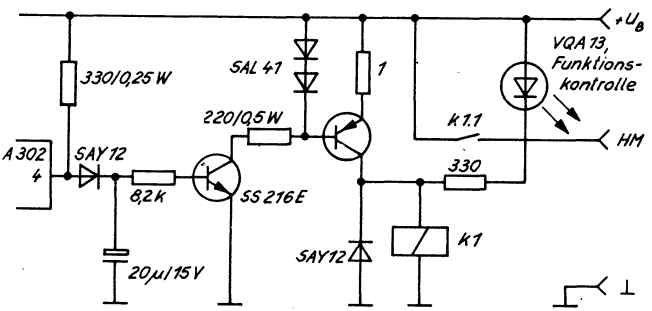


Bild 2.14 Steuerschaltung für eine Drosselklappenschließeinrichtung entsprechend Bild 2.13

Andernfalls kann auch der Gaspedalschalter noch entfallen, wenn die Funktion der Drosselklappenschließeinrichtung umgekehrt wird, d. h., wenn der *Hycomat*-Magnet ausschließlich im Leerlauf stromdurchflossen ist. Die Prinzipskizze dieser praktisch nicht aufgebauten Einrichtung zeigt Bild 2.13. Als Nachteil muß in Kauf genommern werden, daß der Leerlauf des Motors im Fall eines Defekts nicht einfach durch Abziehen eines Anschlußkabels erreicht werden kann, wie das entsprechend Bild 2.10 möglich ist. Dem steht als Vorteil die außerordentlich einfache Schaltung der Steuerelektronik gegenüber (s. Bild 2.14).

3. Meß- und Überwachungsschaltungen

Nachdem in den vorangegangenen Abschnitten Möglichkeiten des Elektronikeinsatzes bei Steuerung einzelner Motorfunktionen betrachtet wurden, sollen abschließend noch elektronische Drehzahlmesser und Schaltungen zur Überwachung von Bordspannung und Ladestrom beschrieben werden.

3.1 Elektronische Drehzahlmesser

Jeder Verbrennungsmotor arbeitet nur innerhalb eines bestimmten Drehzahlbereichs optimal. Sowohl zu niedrige als auch zu hohe Drehzahlen wirken sich negativ auf den Kraftstoffverbrauch aus. Auch der Verschleiß der bewegten Teile des Motors, wie z. B. Kurbelwelle bzw. Kurbelwellenlager, Pleuellager und Ventiltrieb, bleibt geringer, wenn das Fahren in ungünstigen Drehzahlbereichen weitgehend vermieden wird.
Der Einbau eines elektronischen Drehzahlmessers hat dann einen Sinn, wenn vorausgesetzt wird, daß der Fahrer den wirtschaftlichen Drehzahlbereich seines Motors kennt und – was entscheidend ist – seine Fahrweise auf seine Einhaltung eingestellt.

3.1.1. Drehzahlmesser mit Drehspulmeßwerk

Die Anzeige auf einem Drehspulmeßwerk stellt in elektronischer Hinsicht die einfachste Variante der Drehzahlmessung dar. Auch Ablesbarkeit und Genauigkeit eines derartigen Geräts entsprechen den Anforderungen. Ein Nachteil des Verfahrens besteht jedoch in der magelhaften mechanischen Robustheit der meisten Meßwerke. Bild 3.1 zeigt die Schaltung eines Drehzahlmessers mit dem *A 301*, die mit geringen Änderungen aus [20] entnommen wurde.
Der Schaltkreis arbeitet als Monoflop mit einer Haltezeit von etwa 5 ms und wird durch die im Zündmoment an der Primärseite der

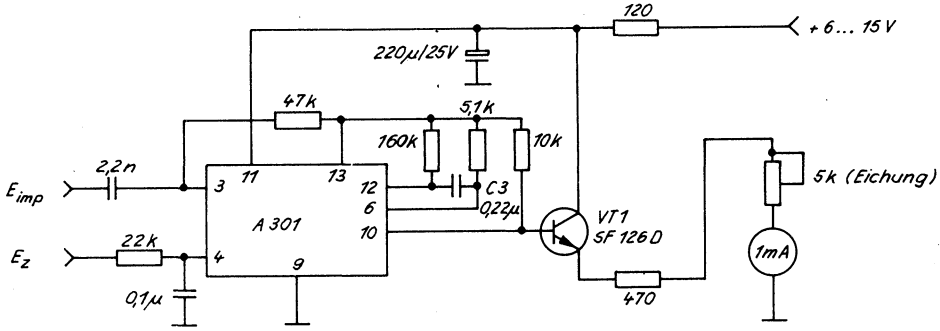


Bild 3.1 Elektronischer Drehzahlmesser mit Drehspulmeßwerk

Zündspule (Klemme 1) auftretende Spannungsspitze getriggert. Der vom Drehspulmeßwerk angezeigte arithmetische Mittelwert des impulsförmigen Ausgangsstroms ist daher drehzahlproportional. Bei Verwendung der Schaltung für einen Vierzylinder-Viertaktmotor wird für *C3* ein Kondensator mit halber Kapazität eingesetzt, da bei gleicher Drehzahl in diesem Fall die doppelte Zündfolgefrequenz an der Zündspule auftritt.
Der Emitterfolger VT1 gestattet die Verwendung relativ unempfindlicher Meßwerke, die gegenüber einem sonst erforderlichen μA-Meter mechanisch robuster sind.
Vorteilhaft ist bei dieser Schaltung, daß das Meßwerk einseitig an Masse liegt.
Während normalerweise die Triggerung des *A 301* über den Eingang E_Z (Zündimpulse) vorgenommen wird, kann für Kontroll- und Abgleichzwecke das Ausgangssignal eines Rechteckgenerators am Eingang E_{imp} eingespeist werden (Amplitude 1 bis 5 V).
Auch ein TTL-Impulsgenerator eignet sich zum Abgleich. Bei einer Generatorfrequenz von 100 Hz muß eine Drehzahl von 6000 U/min angezeigt werden, wenn die Schaltung bei einem Zweitaktmotor verwendet wird. Bei einem Vierzylinder-Viertaktmotor muß bei der gleichen Frequenz auf 3000 U/min abgeglichen werden.

3.1.2. Drehzahlmesser mit Leuchtbandanzeige

Steht kein geeignetes Meßwerk zur Verfügung, kann die Anzeige der Drehzahl mit einer LED-Skale vorgenommen werden. Zur Ansteuerung wird der Schaltkreis *A 277* eingesetzt.
Bild 3.2 zeigt die komplette Schaltung, der die Darlegungen in [21] und [22] zugrunde liegen.
Der Monoflop mit *A 301* entspricht Bild 3.1. Die Ausgangsimpulse werden mit einer 2gliedrigen Glättungsschaltung in eine drehzahlproportionale Gleichspannung umgesetzt, die die Steuerspannung für den Anzeigeschaltkreis *A 277* bildet. Bordspannungsänderungen wirken sich gleichsinnig auf Steuerspannung U_{St} und Referenzspannung U_{Ref} aus, so daß die Anzeige selbst weitgehend unabhängig von der Bordspannung ist.
Die Schaltung eicht man durch Einstellen von U_{Ref} in der Weise, daß bei 600 U/min (entspricht einer Eingangsfrequenz von 100 bzw. 200 Hz, je nach Motorenbauart, s. auch Abschnitt 3.1.) die 12. LED gerade aufleuchtet.

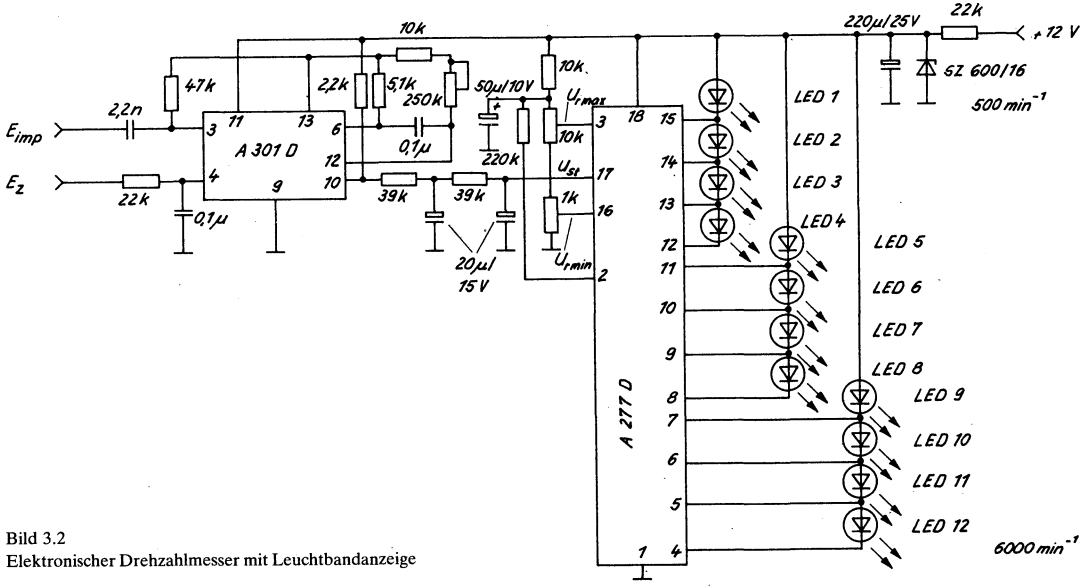


Bild 3.2
Elektronischer Drehzahlmesser mit Leuchtbandanzeige

3.1.3. Drehzahlmesser mit A/D-Umsetzer *C 520 D*

Der 3-Digit-A-D-Umsetzerschaltkreis *C 520 D* bietet die Möglichkeit, eine Gleichspannung zwischen 0 und 1 V in eine Dualzahl umzusetzen. Die Ausgabe wird 3stellig im BCD-Kode und zeitmultiplex vorgenommen, d. h., die einzelnen Stellen werden nacheinander ausgegeben. In Verbindung mit dem BCD-zu-7-Segmentdekoder *D 147* und 3 Lichtemitteranzeigen *VQB 71* wird die Eingangsspannung 3stellig angezeigt.
Im vorliegenden Anwendungsfall ist eine 3stellige Anzeige nicht sinnvoll, da die letzte Stelle keinen Informationswert mehr hat und außerdem zu einer „unruhigen" Anzeige führt. In der Schaltungnach Bild 3.3 wurde daher eine 2stellige Anzeige vorgesehen. Der theoretisch mögliche Anzeigebereich von „00" bis „99" wird nie ausgeschöpft, da die entsprechende Maximaldrehzahl von 9900 U/min weit über der Höchstdrehzahl von PKW-Motoren liegt.
Die Schaltung zur Gewinnung einer drehzahlproportionalen Spannung ist aus Bild 3.2 hinreichend bekannt. Näheres über die Beschaltung und die Eigenschaften des *C 520 D* findet der Leser in [23].
Die Anzeige „00" stellt man mit $R2$ ohne Eingangssignal ein. Zum Abgleichen der Höchstdrehzahl wird zunächst am pin II des *C 520 D* eine Gleichspannung von 1 V eingespeist und mit $R3$ der Anzeigewert „99" eingestellt. Anschließend wird an E_{imp} ein Rechtecksignal entsprechender Frequenz eingespeist und mit $R1$ auf Sollanzeige abgeglichen (s. auch Abschnitt 3.1.).

3.1.4. Digital arbeitender Drehzahlmesser

In den bisher vorgestellten Schaltungen elektronischer Drehzahlmesser wurde die Zündfolgefrequenz stets in eine proportionale Gleichungsspannung bzw. in einen proportionalen Gleichstrom umgesetzt. Eine andere Möglichkeit besteht darin, die Anzahl der Zündimpulse innerhalb einer vorgegebenen Toröffungszeit zu zählen und das Ergebnis auf einer Ziffernanzeige darzustellen. Der in Bild 3.4 angegebene Stromablaufplan eines digitalarbeitenden Drehzahlmessers entspricht weitgehend der in [24] ausführlich beschriebenen Schaltung.

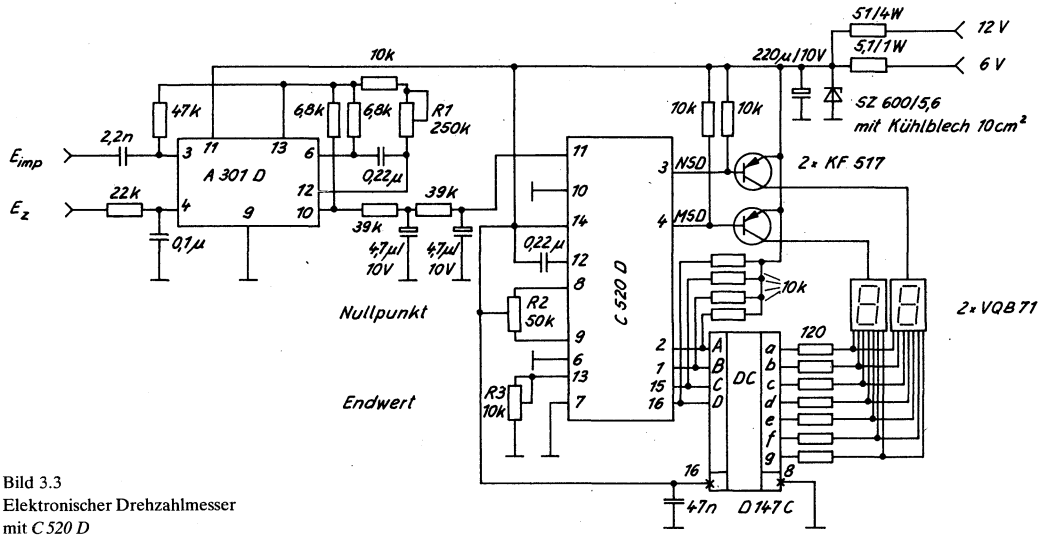


Bild 3.3
Elektronischer Drehzahlmesser
mit *C 520 D*

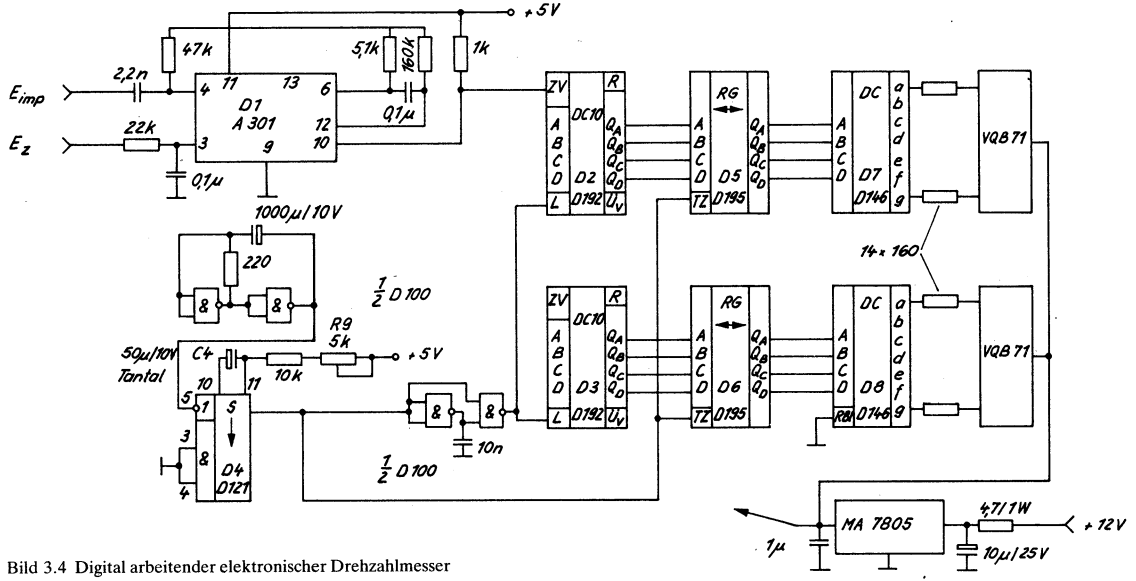


Bild 3.4 Digital arbeitender elektronischer Drehzahlmesser

Die an Klemme 1 der Zündspule abgegriffenen Zündimpulse triggern in bekannter Weise den Monoflop D1. Die Dauer der Ausgangsimpulse spielt dabei keine Rolle in bezug auf das angezeigte Meßergebnis. Die Aufgabe von D1 besteht lediglich in der Bereitstellung normgerechter TTL-Impulse für den nachfolgenden dekadischen Zähler D2, D3.

Als Zeitbasisgenerator wirkt ein Monoflop *D 121* (D4), der durch einen astabilen Multivibrator, bestehend aus 2 *D 100*-Gattern, getriggert wird. Die Messung beginnt mit der Vorderflanke des Monoflop-Ausgangsimpulses von 0,6 s Dauer. Am Ausgang der mit den verbleibenden 2 *D 100*-Gattern aufgebauten Impulsverkürzungsschaltung entsteht in diesem Moment ein kurzer L-Ladeimpuls. Damit übernehmen die beiden *D 192* den voreingestellten Wert „0" an den Parallel-Dateneingängen (A, B, C, D liegen an Masse!).

Der Zählerstand wird in den Pufferspeicher D5, D6 übernommen, wenn der Monoflop in seine Ruhelage zurückkippt.

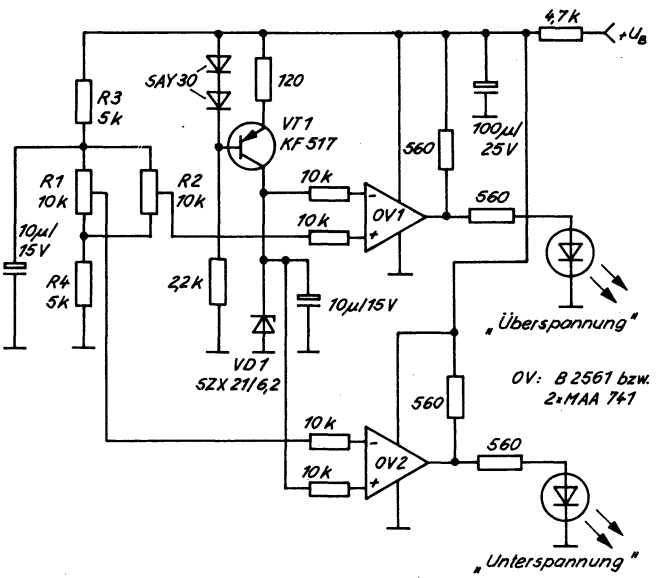


Bild 3.5 Einfache Schaltung zur Bordspannungsüberwachung

Der nichtinvertierte Ausgang des *D 121* ist zu diesem Zweck mit den Eingängen T2 der beiden *D 195* verbunden. Es folgt eine 2stellige Ziffernanzeige mit *D 146* und *VQB 71*.
Den Drehzahlmesser eicht man mit *R*9. Bei 100 Hz Eingangsfrequenz (Zweitaktmotoren) muß die Anzeige „60" erscheinen. Für Vierzylinder-Viertaktmotoren sollte *C*4 uaf 22 μF verkleinert werden. Bei einer Eingangsfrequenz von 200 Hz muß man dann ebenfalls auf den Anzeigewert 60 abgleichen.
Die Stromversorgung am 12-V-Bordnetz übernimmt in der Schaltung nach Bild 3.4 ein Festspannungsregler *MA 7805*. Ein aufgebautes Muster war ohne Veränderungen der Stromversorgung auch bei 6 V betriebsfähig, jedoch läßt sich die vom Bauelementehersteller angegebene untere Grenze der zulässigen Versorgungsspannung von 4,75 V für TTL-IS nicht mehr exakt einhalten. Eine andere Möglichkeit der Stromversorgung am 6-V-Bordnetz ist in [24] näher beschrieben.

3.2. Überwachung des Bordnetzes

3.2.1. Anzeige von Bordspannungsabweichungen

Starke Abweichungen der Bordspannung vom Sollbereich signalisieren meist Fehler in der elektrischen Anlage, insbesondere Defekte an Regler oder Lichtmaschine. Eine Anzeige von Bordspannungsabweichungen gestattet es, frühzeitig solche Fehler zu erkennen, womit oft teure Folgeschäden vermieden werden können. Um den Fahrer nicht mit Informationen zu überlasten, sollte stets nur der Fehlerfall angezeigt werden, d. h., im Normalfall leuchtet keine zusätzliche Kontrollampe oder LED.
Bild 3.5 zeigt eine Schaltung mit Operationsverstärkern zur Bordspannungsüberwachung. Die Referenzspannung von 6,2 V wird mit VD1 aus der Bordspannung abgeleitet. Um eine hohe Konstanz der Referenzspannung zu gewährleisten, befindet sich VD1 an einer Konstantstromquelle (VT1).
Die Bordspannung wird mit den Einstellreglern *R*1 und *R*2 und den Begrenzungswiderständen *R*3 und *R*4 so geteilt, daß die Spannung am Schleifer von *R*1 den Wert der Referenzspannung erreicht, wenn die Bordspannung 12 V unterschreitet. Dagegen wird *R*2 so

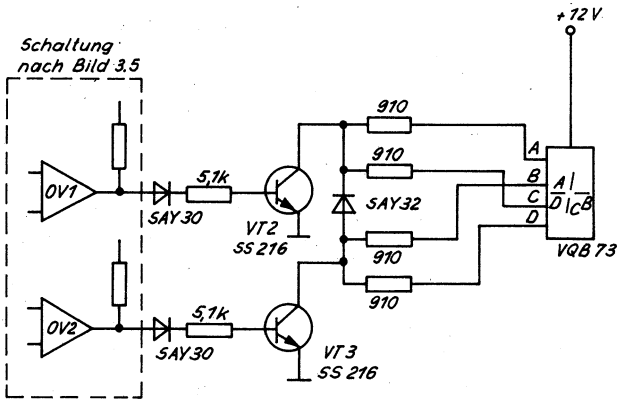


Bild 3.6 Bordspannungsüberwachung mit 7-Segment-LED-Anzeige

eingestellt, daß sich an seinem Schleifer an der oberen Toleranzgrenze der Bordspannung (14,5 V) die Referenzspannung nachweisen läßt. Die beiden Komparatoren, für die beispielsweise ein Schaltkreis *B 2761* eingesetzt werden kann, vergleichen Soll- und Istwert. Bei Überschreitung der Toleranzgrenzen leuchtet die entsprechende LED auf und signalisiert die Abweichung.
Nach dem gleichen Prinzip, jedoch mit einer Symbolanzeige *VQB 73* arbeitet die Schaltung nach Bild 3.6.
Den beiden Komparatoren sind Schaltstufen (VT2, VT3) nachgesetzt, die die *VQB 73* so ansteuern, daß bei Unterspannung das Minussymbol erscheint, während bei Überspannung das Pluszeichen angezeigt wird.

3.2.2. Überwachung des Ladestroms

Das Verlöschen der „Ladekontrollampe" ist nicht identisch mit dem tatsächlichen Fließen eines Ladestroms, da meist nur die Differenz zwischen Lichtmaschinen- und Batteriespannung angezeigt wird.
Bild 3.7 zeigt eine Schaltung, bei der eine wirkliche Stromüberwachung erfolgt. Die Anwendung ist nicht auf die Ladestromüberwachung beschränkt, z. B. kann man auch die Blink- und Bremsleuchten nach diesem Prinzip kontrollieren.

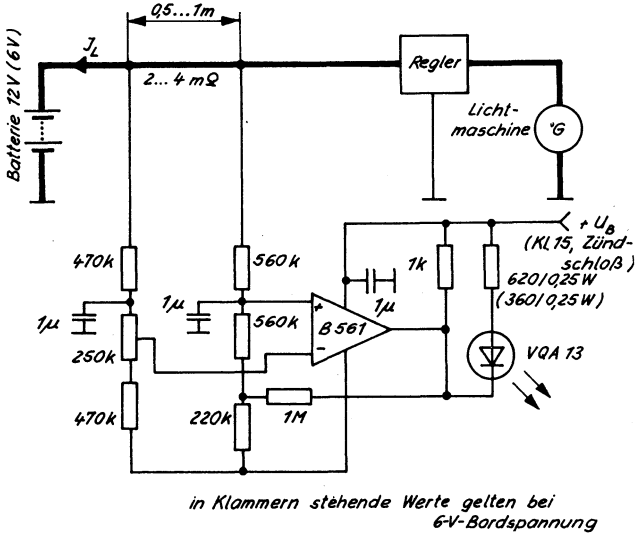


Bild 3.7 Ladestromüberwachung mit Operationsverstärker

Der als Komparator arbeitende Operationsverstärker vergleicht die Spannung auf der zu überwachenden Leitung vor und nach einem Widerstand im Milliohmbereich, über dem ein stromproportionaler Spannungsabfall auftritt.

Zur Überwachung des Ladestroms genügt es beim PKW *Trabant* beispielsweise, die am Anlasser (Kl.30) angeschlossene Bordnetzversorgungsleitung im Abstand von 0,5 m anzuzapfen (auf sorgfältige Isolierung achten!). Mit $R1$ kann die Größe des Ladestroms I_L eingestellt werden, bei dem die Lumineszenzdiode verlischt.

Der auch bei abgestelltem Fahrzeug über den Spannungsteiler fließende Strom läßt sich vernachlässigen.

Literatur

[1] G. Torges, Elektrische Ausrüstung des Kraftfahrzeuges. Berlin 1979, Seite 108 bis 115.

[2] Reparaturhandbuch für den Personenkraftwagen Trabant 601. Leipzig 1975, Seite 11

[3] H. Jakubaschk, Elektronikschaltungen mit A 902 D und A 301 D. Reihe „elektronica", Berlin 1979, Band 172, Seite 33 bis 37.

[4] H. Hencke, Analoge und digitale Hallsensoren. Elektronik 30 (1981), Heft 17, Seite 16 bis 63.

[5] E. Kulla, Neue Operationsverstärker. radio, fernsehen, elektronik 31 (1982), Heft 3, Seite 145 bis 149.

[6] S. v. Simolin, Thyristor-Zündanlage für Kraftfahrzeuge. Elektronisches Jahrbuch 1976, Berlin 1975, Seite 202.

[7] K.-H. Kupfer, Kondensatorzündanlage für Kfz. Funk-Technik 23 (1968), Heft 1, Seite 21.

[8] E. Köhler, Kondensatorzündung. radio, fernsehen, elektronik 26 (1977), Heft 8, Seite 239.

[9] R. Bielefeld, Sowjetische Leistungs-Z-Dioden. radio, fernsehen, elektronik 27 (1978), Heft 4, Seite 243.

[10] K. Streng, Transistordaten. 2. Auflage, Berlin 1976, Seite 341.

[11] RFT-Informationskatalog Halbleiterbauelemente 1981.

[12] TGL 36918, Varistoren.

[13] E. Preusch, Der blockierte Fliehkraftversteller.
Der Deutsche Straßenverkehr, Heft 6, 1982, Seite 26 bis 27.

[14] H. Schmied/E. Kühn, Integrierte Schaltkreise. Berlin 1974, Seite 14.

[15] H. Jungnickel, Moderne Stromversorgungstechnik. radio, fernsehen, elektronik 29 (1980), Heft 2, Seite 95.

[16] K.-H. Kresse, 5-W-NF-Leistungsverstärker A 210. radio, fernsehen, elektronik 29 (1980), Heft 7), Seite 427.

[17] M. Rentzsch, Eisenloser Transverter mit dem A 210 D.
FUNKAMATEUR 30 (1981), Heft 10, Seite 510.

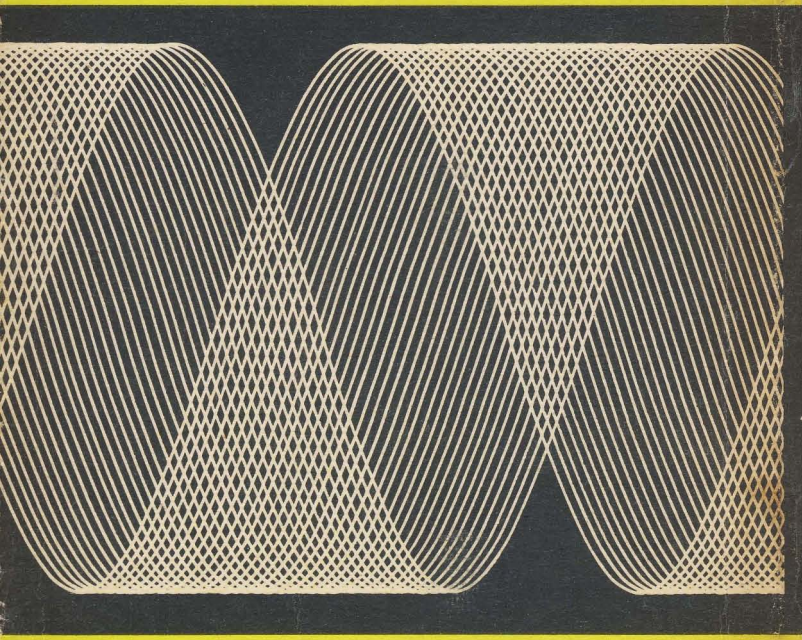
[18] M. Rentzsch, Winkelbezogene Darstellung von Impulsen. radio, fernsehen, elektronik 31 (1982), Heft 3, Seite 179 bis 181.

[19] E. Preusch, Lada-Vergaser mit Schubabschaltung. Der Deutsche Straßenverkehr, Heft 12, 1982, Seite 8.

[20] H. Jakubaschk, Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge. Reihe „elektronica", Berlin 1979, Band 172, Seite 107 bis 109.

[21] H. Jakubaschk, Kfz-Drehzahlmesser mit Leuchtbandanzeige. radio, fernsehen, elektronik 31 (1982), Heft 3, Seite 177 bis 179.

[22] D. Dahms, Diskussion Kfz-Drehzahlmesser. radio, fernsehen, elektronik 31 (1982), Heft 8, Seite 524.

[23] U. Gärtner/H. Kulesch, Monolithisch integrierter, bipolarer 3-digit-A-D-Wandlerschaltkreis C 520 D. radio, fernsehen, elektronik 31 (1982), Heft 12, Seite 773 bis 776.

[24] G. Werner, Digitaler Drehzahlmesser für Kfz-Motoren. FUNKAMATEUR 32 (1982), Heft 1, Seite 29 bis 30.